

MARTIM BLANK

**SISTEMATIZAÇÃO DAS ESPECIFICAÇÕES METROLÓGICAS
EM SISTEMAS AUTOMATIZADOS DE AQUISIÇÃO DE
SINAIS**

**Dissertação apresentada como requisito
parcial à obtenção do grau de Mestre.**

**Curso de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica,
Departamento de Engenharia Mecânica,
Universidade Federal de Santa Catarina.**

Orientador: Carlos Alberto Flesch

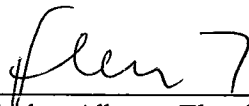
FLORIANÓPOLIS

1996

MARTIM BLANK

**SISTEMATIZAÇÃO DAS ESPECIFICAÇÕES METROLÓGICAS
EM SISTEMAS AUTOMATIZADOS DE AQUISIÇÃO DE
SINAIS**

**Dissertação aprovada como requisito parcial para a obtenção
do Grau de Mestre no Curso de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica
da Universidade Federal de Santa Catarina.**



Prof. Carlos Alberto Flesch, M. Eng.
Orientador



Prof. Abelardo Alves de Queiroz, Ph. D.
Coordenador do Curso


BANCA EXAMINADORA



Prof. Armando Albertazzi Gonçalves Jr., Dr. Eng.



Prof. Hari Bruno Mohr, Dr. Eng.



Prof. Victor Juliano De Negri, Dr. Eng.

Florianópolis, 18 de dezembro de 1996

AGRADECIMENTOS

- Ao Prof. Carlos Alberto Flesch pela orientação;
- Ao CNPq pela concessão da bolsa de Mestrado;
- Ao bolsista Tarciano Santos da Silva pela colaboração na execução de experimentos;
- Ao LABMETRO e à Fundação CERTI pela infra-estrutura para a execução deste trabalho.

SUMÁRIO

RESUMO	vii
ABSTRACT	viii
SIMBOLOGIA UTILIZADA	ix
LISTA DE FIGURAS E TABELAS	xiii

1. INTRODUÇÃO

1.1 O USO DE SISTEMAS DE AQUISIÇÃO DE SINAIS	1
1.2 O PROBLEMA DAS ESPECIFICAÇÕES DE SISTEMAS DE AQUISIÇÃO DE SINAIS	2
1.3 SISTEMAS DE AQUISIÇÃO DE SINAIS CONSIDERADOS NESTE TRABALHO	3
1.4 ESTRUTURA DO TRABALHO	5

2. SISTEMAS DE AQUISIÇÃO DE SINAIS

2.1 TRANSDUTORES UTILIZADOS NAS MEDIÇÕES AUTOMATIZADAS	7
2.1.1 Transdutores Piezoelétricos	8
2.1.2 Transdutores Resistivos	9
2.1.3 Transdutores Indutivos	12
2.1.4 Transdutores Capacitivos	13
2.1.5 Termopares	13
2.2 MÓDULOS USUAIS EM SISTEMAS DE AQUISIÇÃO DE SINAIS	15
2.3 CIRCUITOS ELÉTRICOS E COMBINAÇÕES DE MÓDULOS UTILIZADOS EM SISTEMAS DE AQUISIÇÃO DE SINAIS	25
2.3.1 Aplicações Gerais	25
2.3.2 Transdutores Piezoelétricos	27
2.3.3 Circuitos com Ponte de Wheatstone	30
2.3.4 LVDT's	34
2.3.5 Medição de Resistência a Dois Fios e a Quatro Fios	35

2.3.6 Termopares	36
2.3.7 Transdutores Potenciométricos	37
2.3.8 Transmissores em Tensão ou Corrente	38
2.4 PRINCIPAIS FONTES DE ERROS EM MEDIÇÕES AUTOMATIZADAS	39
2.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS EM RELAÇÃO A SISTEMAS DE AQUISIÇÃO DE SINAIS	46
3. ANÁLISE DE ERROS ATRAVÉS DA TÉCNICA DA MODELAGEM	
3.1 ANÁLISE DE ERROS EM SISTEMAS DE AQUISIÇÃO DE SINAIS	48
3.1.1 Aplicações Gerais	48
3.1.2 Transdutores Piezoelétricos	56
3.1.3 Circuitos de Ponte de Wheatstone	65
3.1.4 LVDT's	70
3.1.5 Medição de Resistência a Dois Fios e a Quatro Fios	72
3.1.6 Termopares	74
3.1.7 Divisores Resistivos de Tensão do Tipo Potenciométrico	78
3.1.8 Transmissores em Tensão ou Corrente	78
3.2 CONSIDERAÇÕES EM RELAÇÃO À ANÁLISE DE ERROS EM SISTEMAS DE AQUISIÇÃO DE SINAIS	80
4. ANÁLISE EXPERIMENTAL DE CARACTERÍSTICAS DE MÓDULOS	
4.1 DIFICULDADES USUAIS EM ENSAIOS DE MÓDULOS	82
4.2 ANÁLISE EXPERIMENTAL EM MULTIPLEXADORES	84
4.2.1 Objetivos	84
4.2.2 Procedimento Adotado e Resultados Obtidos	85
4.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS SOBRE A ANÁLISE EXPERIMENTAL DE MÓDULOS	88
5. PROPOSTA DE SISTEMÁTICA PARA ESPECIFICAÇÃO DE SISTEMAS DE AQUISIÇÃO DE SINAIS	
5.1 SISTEMÁTICA PARA ESPECIFICAÇÃO METROLÓGICA DE SISTEMAS DE AQUISIÇÃO DE SINAIS	90

5.1.1 Estrutura da Sistemática Proposta	90
5.1.2 Sistematização dos Requisitos Metroológicos.....	91
5.1.3 Escolha Preliminar dos Módulos.....	92
5.1.4 Sistemática para Análise de Erros	94
5.2 RESUMO DOS PARÂMETROS CARACTERÍSTICOS NECESSÁRIOS PARA ESPECIFICAÇÃO.....	101
5.3 CONSIDERAÇÕES EM RELAÇÃO À SISTEMÁTICA PROPOSTA PARA ESPECIFICAÇÃO DE SISTEMAS DE AQUISIÇÃO DE SINAIS	107
6. CONSIDERAÇÕES FINAIS E CONCLUSÕES	109
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	117

RESUMO

Este trabalho consiste na organização de informações sobre sistemas automatizados de aquisição de sinais para medição de grandezas mecânicas e na proposição de uma sistemática para elaboração de especificações metrológicas de sistemas de aquisição de sinais. Embora exista crescimento progressivo no uso de sistemas de aquisição de sinais, por exemplo, em controle industrial e bancadas de ensaio, em especial os de arquitetura modular, muitos usuários enfrentam dificuldades para correta especificação destes por falta de conhecimento em instrumentação eletrônica. Este fato é agravado pela deficiência das informações fornecidas pelos fabricantes. Neste trabalho, é apresentado um estudo sobre transdutores, módulos e circuitos de aquisição de sinais e fontes de erros mais comuns em medições automatizadas. Com o objetivo de se avaliar comparativamente fontes de erros, uma análise teórica é realizada empregando-se a técnica da modelagem. São realizadas simulações numéricas empregando-se adaptações de modelos elétricos equivalentes de circuitos encontrados na bibliografia e parâmetros fornecidos pelos fabricantes. Uma análise experimental é realizada em módulos de sistemas de aquisição de sinais para avaliação de características de módulo de chaveamento e comparação de resultados experimentais com parâmetros fornecidos pelo fabricante. Através da integração de informações obtidas na revisão bibliográfica com as análises teórica e experimental, é proposta uma sistemática para especificação de sistemas de aquisição de sinais. A sistemática visa auxiliar usuários na solicitação de informações necessárias aos fabricantes e na realização da análise de erros de forma sistematizada de modo a garantir a confiabilidade metrológica do sistema de aquisição de sinais ante os requisitos da aplicação.

ABSTRACT

This work organizes information about automated data acquisition systems for measurements of mechanical magnitudes. A formulation systematic of metrological specifications of data acquisition systems is also proposed. Although the use of data acquisition systems is increasing, specially modular architecture systems, for example, in industrial control and test benches, it is difficult to correctly specify a system due to the lack of knowledge of electronic instrumentation. The lack of information provided by manufacturers aggravate this situation. This work presents a bibliographic revision on transducers, data acquisition modules and circuits and the main error sources in automated measurements. A theoretical error analysis is performed employing a modeling technique to comparatively evaluate the error sources. Numerical simulations are performed modifying the equivalent electrical circuit models found in the bibliography and parameters which have been provided by manufacturers. A experimental analysis is performed in data acquisition modules, in order to evaluate the features of switching modules and to compare experimental results with the parameters provided by the manufacturers. By combining information found in the bibliography, theoretical and experimental analyses, it is proposed a systematic for specification of data acquisition system. The systematic aims to assist the user to take into account the necessary information supplied by the manufacturers and to evaluate errors in a systematized way. By this way, the metrological reliability of data acquisition system is assured in accordance with the application requirements.

SIMBOLOGIA E SIGLAS UTILIZADAS

A	constante de proporcionalidade
a	valor da grandeza a medir
B	largura de banda
C	constante de integração
C_C	capacitância do cabo
C_{eq}	capacitância equivalente
C_f	capacitância de realimentação
C_{feq}	capacitância equivalente de realimentação
C_{HL}	capacitância entre <i>high</i> e <i>low</i>
C_{HLdif}	capacitância total entre <i>high</i> e <i>low</i>
C_{in}	capacitância de entrada
C_{LG}	capacitância entre <i>low</i> e <i>guard</i>
C_{out}	capacitância de saída
C_t	capacitância do transdutor
CT	<i>cross-talk</i>
E	erro de medição relativo
E_a	erro aleatório
E_{imp}	erro devido a relação de impedâncias
E_m	força eletromotriz
ER	extensômetro de resistência
E_s	erro sistemático
e_i	erro de medição relativo devido a determinado efeito i
\bar{e}_R	ruído Johnson
e_n	ruído em tensão
\bar{e}_n	valor eficaz do ruído em tensão
$F. M.$	faixa de medição
f	frequência do sinal
f_c	frequência de corte

f_{\max}	frequência máxima da banda
f_{\min}	frequência mínima da banda
G	ganho do amplificador
G_D	ganho relativo à tensão de modo diferencial
G_{MC}	ganho relativo à tensão de modo comum
I	corrente do transmissor relativa a grandeza a medir
I_F	corrente da fonte de alimentação
I_{global}	incerteza do sistema de aquisição de sinais como um todo
I_{off}	corrente de <i>off-set</i>
I_{offdif}	corrente de <i>off-set</i> total
I_R	incerteza de referência
i	corrente elétrica
i_{al}	corrente de alimentação
i_{bias}	corrente de bias
i_{mc}	corrente de modo comum
i_n	ruído em corrente
\bar{i}_n	valor eficaz do ruído em corrente
j	número imaginário $\sqrt{-1}$
K	sensibilidade
k	constante de Boltzman
k	sensibilidade do extensômetro de resistência
L	comprimento
L_C	indutância do cabo
L_p	indutância do primário
L_s	indutância do secundário
M	indutância mútua
N	número de canais
q	carga elétrica
q_i	sinal de entrada
q_o	sinal de saída
R	resistência elétrica
R	sinal indesejado causado por uma não idealidade

R_a	resistência do amperímetro
R_C	resistência do cabo
R_{eq}	resistência equivalente
R_{ER}	resistência do extensômetro de resistência
R_F	resistência da fonte de alimentação
R_f	resistência de realimentação
R_{feq}	resistência equivalente de realimentação
R_{HL}	resistência entre <i>high</i> e <i>low</i>
R_{HLdif}	resistência total entre <i>high</i> e <i>low</i>
R_{in}	resistência de entrada
R_{LG}	resistência entre <i>low</i> e <i>guard</i>
R_M	resistência de chaveamento do multiplexador
R_{out}	resistência de saída
R_p	resistência do primário
RRMC	razão de rejeição de modo comum
RRRMN	razão de rejeição de ruído de modo normal
R_s	resistência do secundário
R_{sh}	resistência <i>shunt</i>
R_t	resistência do transdutor
R_v	resistência variável
S	sinal correspondente à grandeza a medir
SAS	sistema de aquisição de sinais
S_q	sensibilidade em carga
S_v	sensibilidade em tensão
T	temperatura
T_{ref}	temperatura de referência
t	tempo
V	tensão
V_D	tensão diferencial
V_E	tensão de entrada
V_F	tensão da fonte de alimentação
V_{off}	tensão de <i>off-set</i>

V_s	tensão de saída
V_t	tensão termoelétrica
$X_{C_{\text{feq}}}$	impedância relativa à capacitância equivalente de realimentação
X_{C_t}	impedância relativa à capacitância do transdutor
x	deslocamento linear
Z_{HL}	impedância entre <i>high</i> e <i>low</i>
Z_{in}	impedância de entrada
Z_{LG}	impedância entre <i>low</i> e <i>guard</i>
Z_{out}	impedância de saída
Z_t	impedância do transdutor
ΔL	variação do comprimento
ΔR	variação da resistência elétrica
ΔV	variação da tensão
$\Delta \phi$	mudança de fase
ε	deformação específica
τ	constante de tempo
ω	frequência angular do sinal
ω_c	frequência angular de corte
ω_n	frequência angular natural
ζ	fator de amortecimento

LISTA DE FIGURAS E TABELAS

FIGURAS

Fig. 2.1 - Representação do Sistema de Medição.....	6
Fig. 2.2 - Modelo Elétrico Equivalente de um Transdutor	7
Fig. 2.3 - Modelo Elétrico Equivalente do Transdutor Piezoelétrico	8
Fig. 2.4 - Transdutor Indutivo com Circuito de Meia Ponte.....	12
Fig. 2.5 - Princípio de Funcionamento do LVDT.....	13
Fig. 2.6 - Princípio de Funcionamento do Termopar.....	14
Fig. 2.7 - Modelos Equivalentes de Fontes de Excitação DC	16
Fig. 2.8 - Modelos Elétricos Equivalentes de Cabos	17
Fig. 2.9 - Modelo Elétrico Equivalente para Arquiteturas de Chaveamento com Chave Relé .	18
Fig. 2.10 - Modelo Elétrico Equivalente do Amplificador.....	20
Fig. 2.11 - Princípio Básico do Amplificador de Carga	20
Fig. 2.12 - Modulação e Demodulação do Sinal	22
Fig. 2.13 - Exemplo Genérico de Sistema de Aquisição de Sinais	26
Fig. 2.14 - Exemplo de Cadeia de Medição para Transdutores Piezoelétricos Convencionais.	28
Fig. 2.15 - Cadeia de Medição Simplificada para Transdutores Piezoelétricos Convencionais	28
Fig. 2.16 - Circuito Utilizado em Medições com Transdutor Piezoelétrico com Amplificador Acoplado.....	30
Fig. 2.17 - Circuito de Ponte de Wheatstone	30
Fig. 2.18 - Configurações para Medição com Ponte de Wheatstone.....	32
Fig. 2.19 - Medição a Três Fios	32
Fig. 2.20 - Circuito de Ponte de Wheatstone Empregando Realimentação	32
Fig. 2.21 - Circuito de Zeragem da Ponte de Wheatstone	32
Fig. 2.22 - Simulação Elétrica de Deformação Usando Calibração <i>Shunt</i>	33
Fig. 2.23 - Diagrama Esquemático do Condicionamento de Sinal do LVDT Empregando Demodulador Passivo	34
Fig. 2.24 - Exemplo de Configuração de LVDT para o Demodulador Passivo.....	35

Fig. 2.25 - Medição de Resistência a Dois Fios	36
Fig. 2.26 - Medição de Resistência a Quatro Fios.....	36
Fig. 2.27 - Medição de Temperatura com Termopar Utilizando Junta Fria de Referência por Compensação via <i>Software</i>	37
Fig. 2.28 - Circuito para Aumentar a Sensibilidade de Termopares	38
Fig. 2.29 - Circuito Utilizado na Medição com Transdutores Potenciométricos	38
Fig. 3.1 - Técnica da Propagação de Erros	49
Fig. 3.2 - Erro devido a Relação de Impedâncias.....	52
Fig. 3.3 - Considerações na Modelagem de Multiplexadores de Chave Semicondutora	54
Fig. 3.4 - Modelo Elétrico Equivalente para Multiplexadores de Chave Semicondutora.....	56
Fig. 3.5 - Modelo Elétrico Equivalente de um Amplificador de Carga Utilizando o Teorema de Miller	57
Fig. 3.6 - Análise Nodal no Amplificador de Carga.....	58
Fig. 3.7 - Análise da Influência da Resistência do Cabo	60
Fig. 3.8 - Análise da Multiplexação em Transdutores Piezoelétricos Convencionais com Amplificadores de Carga.....	61
Fig. 3.9 - Circuito Equivalente de Thévenin para um Circuito de Ponte de Wheatstone Empregando Extensômetros de Resistência.....	65
Fig. 3.10 - Análise da Influência da Indutância Mútua	67
Fig. 3.11 - Chaveamento no Meio da Ponte.....	69
Fig. 3.12 - Circuito Equivalente de Thévenin para LVTD's	71
Fig. 3.13 - Circuito Elétrico Equivalente para Termopares	74
Fig. 3.14 - Junta Fria de Referência para Medições com Termopares.....	76
Fig. 3.15 - Exemplo de Influência da Tensão de Modo Comum.....	77
Fig. 3.16 - Modelo Elétrico Equivalente para Transmissores de Corrente	79
Fig. 3.17 - Erro devido à Relação de Impedância em Transmissores de Corrente.....	79
Fig. 5.1 - Sistemática para Análise de Erros	96

TABELAS

Tab. 2.1 - Parâmetros Característicos dos Transdutores Piezoelétricos Convencionais.....	9
--	---

Tab. 2.2 - Parâmetros Característicos dos Transdutores Piezoelétricos com Amplificadores Acoplados	9
Tab. 2.3 - Principais Características dos Termopares.....	14
Tab. 2.4 - Faixa de Valores de Parâmetros de Cabos de Instrumentação.....	17
Tab. 2.5 - Faixas de Valores de Parâmetros para Multiplexadores do Tipo Chave Relé e Semicondutora.....	18
Tab. 2.6 - Faixas de Valores de Parâmetros de Amplificadores de Carga.....	21
Tab. 2.7 - Valores Típicos de Parâmetros de Condicionadores de Sinais.....	25
Tab. 2.8 - Valores Práticos para a Escolha da Relação entre a Frequência de Aquisição e a Frequência de Corte do Filtro	46
Tab. 3.1 - Faixas de Valores de Incertezas de Módulos de SAS's para Transdutores Extensométricos	49
Tab. 3.2 - Valores Mínimos das Frequências de Corte e Natural em Relação a Frequência de Operação.....	51
Tab. 3.3 - Erros devido a Relação de Impedâncias no Uso de Tensão Contínua em Amplificadores, Cabos e Multiplexadores.....	53
Tab. 3.4 - Erros devido a Relações de Impedância no Uso de Tensão Alternada em Amplificadores, Cabos e Multiplexadores.....	55
Tab. 3.5 - Análise de Parâmetros em Medições com Amplificador de Carga.....	59
Tab. 3.6 - Erros devido ao Ruído em Corrente em Transdutores Piezoelétricos com Amplificadores de Carga.....	64
Tab. 3.7 - Erros Devidos a Tensão de <i>Off-set</i> em Termorresistores e Termistores em Medição a Dois Fios	73
Tab. 3.8 - Erros Devidos a Corrente de <i>Off-set</i> em Termorresistores e Termistores na Medição a Dois Fios	73
Tab. 3.9 - Erros devido a Tensões de <i>Off-set</i> em Termopares.....	75
Tab. 3.10 - Erros devido a Correntes de <i>Off-set</i> em Termopares	75
Tab. 3.11 - Erros devido a Transformação da Tensão de Modo Comum em Diferencial no Circuito Mostrado na Fig. 3.15	78
Tab. 4.1 - Valores da Tensão e Corrente de <i>Off-set</i> Obtidos nas Medições e os Valores Fornecidos pelo Fabricante	87

Tab. 4.2 - Valores da Resistência de Contato Obtidos nas Medições e os Valores Fornecidos pelo Fabricante	88
Tab. 5.1 - Parâmetros Característicos Necessários na Especificação de Sistemas de Aquisição de Sinais em Função da Alimentação ou da Grandeza a Medir.....	101

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

1.1 O USO DE SISTEMAS DE AQUISIÇÃO DE SINAIS

Com o desenvolvimento da automação, cresce sobremaneira o uso de sistemas de aquisição de sinais (SAS's) em medições automatizadas. Podem ser empregados nas medições de grandezas mecânicas mais comuns dentro da indústria, especialmente em bancadas de ensaio e sistemas de controle de processos, onde promovem rapidez e confiabilidade a custo relativamente baixo.

Existe contínuo aprimoramento dos SAS's existentes no mercado, principalmente no que se refere à confiabilidade, flexibilidade e tamanho. O usuário na escolha do SAS, tem basicamente duas opções: usar um sistema dedicado a um tipo de aplicação; ou configurar um sistema composto de vários módulos que sejam compatíveis entre si para compor a cadeia de medição, os quais podem inclusive serem adquiridos de diversos fabricantes (FULLER, 1989; FLESCHE e SANCHEZ, 1992). A segunda opção oferece a melhor vantagem no que se refere a custos de modernização do sistema de medição já que a evolução dos módulos ocorre de maneira diferente. No entanto, ocorre aumento da incerteza de medição do sistema devido à propagação de erros, o que não impede o uso desta opção desde que estes estejam dentro de limites confiáveis.

A modularização é a tendência futura da instrumentação automatizada. Os fatos ocorridos, tais como a padronização de barramentos, dimensões de módulos intercambiáveis e comandos de programação de instrumentos, confirmam esta tendência (NATIONAL, 1993; HEWLETT-PACKARD, 1994). Os fabricantes de sistemas de medição já passam a se especializar em determinados módulos de SAS's de uso geral, diminuindo a tendência do usuário adquirir um produto de um único fabricante para a medição de uma grandeza específica. A modularização traz as vantagens de diminuição de estoques, permitindo a rápida entrega e flexibilidade de configuração para aplicações diversas, e principalmente, facilita investimentos em tecnologia. O usuário pode automatizar seu processo de forma viável, expandindo seus SAS's somente quando necessário (FULLER, 1989; GOODWIN, 1987).

1.2 O PROBLEMA DAS ESPECIFICAÇÕES DE SISTEMAS DE AQUISIÇÃO DE SINAIS

Em conjunto com o desenvolvimento de SAS's mais confiáveis aumentam as exigências em relação às incertezas de medição, sejam por normas de garantia da qualidade ou por desenvolvimento de novas tecnologias, o que indica que a análise de erros em sistemas de medição deve merecer atenção especial. Instrumentos de bancadas convencionais permitem medições com menor incerteza que os SAS's modulares. Porém, a necessidade do usuário de sistemas flexíveis e de tamanho reduzido torna vantajoso o uso dos sistemas modulares, desde que seus erros intrínsecos estejam dentro de limites confiáveis.

A modularização origina a necessidade do usuário conhecer melhor as especificações de cada módulo do SAS a fim de que possa adquirir módulos que além de permitir o acoplamento físico entre si, permitam obter um SAS que seja confiável como um todo. A prática comum do cálculo da incerteza de medição do SAS como um todo, pela técnica de propagação/cominação de erros a partir da incerteza de cada módulo, pode originar resultados completamente fora da realidade, uma vez que não considera a retroação dos módulos entre si.

Para resolver esta deficiência pode ser aplicada a técnica da modelagem, a qual permite compor o modelo elétrico do SAS a partir do modelo elétrico de cada módulo em separado. Desta forma, são consideradas as não idealidades de cada módulo de forma mais detalhada do que simplesmente as especificações do tipo "incerteza de medição". Infelizmente, o uso desta técnica é dificultada pelo fato comprovado que a maioria dos fabricantes de módulos de SAS's, mesmo os mais renomados, não fornecem as especificações necessárias para a estimativa da incerteza de medição do sistema de medição funcionando como um todo (CAMARANO, 1993), o que dificulta a confiabilidade metrológica no uso da modularização.

Um motivo do não fornecimento de muitas especificações metrológicas pelos fabricantes é o fato dos usuários não as exigirem da mesma forma como exigem as especificações de peso e dimensões, as quais normalmente são fornecidas. O usuário ignora características dos módulos de SAS's que influenciam na sua interação com os demais módulos e com o meio no qual se encontram. Assim, mesmo quando tais especificações são

fornecidas, grande parte dos usuários desconhece o seu uso na avaliação da incerteza de medição. Este problema torna-se comum, em especial, pelo crescimento da utilização de SAS's por usuários especialistas em suas áreas de atuação, porém com pouca formação em eletrônica e instrumentação.

Mesmo com possibilidades de melhorias, a falta de conhecimento das especificações necessárias dificulta a escolha correta dos módulos já que as inovações são constantes e diversas (FULLER, 1989).

O fornecimento de parâmetros compreensivos por parte dos fabricantes é prática estabelecida na indústria de engenharia. Entretanto, a preparação de especificações por parte dos usuários requer um alto nível de especialização com considerável conhecimento e experiência. A preparação de especificações envolve atenção, em especial, quando custos altos são envolvidos. A especificação de sistemas de medição não é uma tarefa simples, pois é necessário conhecimento da estrutura das especificações e dos requisitos necessários, além de familiaridade com a terminologia empregada. É necessário que as características dos sistemas de medição sejam fornecidas pelos fabricantes em linguagem clara e simples. Assim, para o usuário, problemas poderão ser evitados se não houver excesso de informações ou restrições desnecessárias (COOK, 1993).

A partir de um guia de referência para especificação de SAS's, usuários menos especializados poderiam de forma rápida acessar informações para adquirir módulos para composição de um sistema que possua suficiente confiabilidade metrológica ante a aplicação a que se destina.

1.3 SISTEMAS DE AQUISIÇÃO DE SINAIS CONSIDERADOS NESTE TRABALHO

Existe no mercado grande variedade de módulos de SAS's com muitas possibilidades de configuração. Para delimitar o tema, foram consideradas as configurações mais comuns e que apresentam problemas na análise global do SAS. Para as grandezas mecânicas mais comuns em medições automatizadas, tais como temperatura, deslocamento e deformação, os princípios de funcionamento para os sistemas de medição possíveis para uma mesma grandeza são muito variáveis e dependem de vários fatores.

Nos SAS's, é notável que as especificações dependem muito mais do princípio de funcionamento dos transdutores que das grandezas de medição envolvidas. Assim, a delimitação do tema a partir do princípio de funcionamento dos transdutores simplifica a análise do problema.

Os SAS's considerados são os seguintes:

- para transdutores piezoelétricos (força, pressão e aceleração);
- para transdutores lineares de tensão diferencial - "LVDT's" (deslocamento);
- para circuitos de Ponte de Wheatstone:
 - extensométricos (força, pressão, torque e deformação);
 - indutivos (deslocamento e força);
 - capacitivos (pressão diferencial);
- para medição de resistência a dois fios e a quatro fios (termorresistores e termistores);
- para termopares;
- para divisores resistivos de tensão do tipo potenciométrico (deslocamento);
- para transmissores:
 - em tensão;
 - em corrente.

Os SAS's considerados foram escolhidos em função de seu uso e importância em aplicações de modo geral, tais como bancadas de ensaio e sistemas de controle de manufatura (FULLER, 1989; FLESCHE e SANCHEZ, 1992; CAMARANO, 1993; SCAVONE, 1994; REHRIG, 1991; TRIETLEY, 1986; DALLY *et al*, 1984).

Para delimitação do escopo do trabalho, transdutores comuns em medições automatizadas, como tacogeradores, transdutores digitais, ópticos e indicadores de proximidade não serão considerados. Desta forma, não são esgotadas as configurações de SAS's passíveis de estudo. Em muitos casos não considerados, a análise do problema das especificações poderá ser feita de forma análoga aos abrangidos no presente trabalho em vista das semelhanças entre muitos circuitos empregados em medições automatizadas, acrescentando-se particularidades de cada caso específico.

A semelhança existente entre configurações e modelagens de circuitos de medição para diversas finalidades constitui um incentivo para o desenvolvimento de uma

metodologia generalizada para o estudo, análise de erros e elaboração de especificações de sistemas automatizados de aquisição de sinais.

1.4 ESTRUTURA DO TRABALHO

No capítulo 2 é apresentada uma revisão bibliográfica sobre sistemas de aquisição de sinais (SAS's). São descritos brevemente princípios de funcionamento de transdutores e módulos de SAS's considerados. O enfoque principal é dirigido a configurações possíveis e mais usuais de SAS's, modelos elétricos equivalentes e fontes de erros.

No capítulo 3 é apresentado um estudo teórico da análise de erros através da técnica da modelagem. Adaptações de modelos elétricos equivalentes encontrados na bibliografia são feitas com o objetivo de adequá-los à situação. Simulações numéricas com parâmetros fornecidos por alguns fabricantes de SAS's permitem uma avaliação comparativa entre as diversas fontes de erros e a identificação de parâmetros relevantes em especificações de SAS's.

No capítulo 4 são apresentados resultados de uma pesquisa direcionada à análise experimental de características de módulos de instrumentação e também as dificuldades usuais para ensaios de módulos. São descritos os ensaios de módulos de chaveamento realizados neste trabalho visando a avaliação de modelos matemáticos e a comparação de resultados experimentais com parâmetros fornecidos pelo fabricante. São apresentados resultados e conclusões obtidas.

No capítulo 5, através da integração das informações geradas na revisão bibliográfica e análise teórica e experimental relativas a fontes de erros e características de SAS's, é proposta uma metodologia sistematizada para especificação de módulos para composição de SAS's ante os requisitos metrológicos da aplicação a que destina.

No capítulo 6, são citadas as conclusões obtidas no trabalho, analisada a sua contribuição para o desenvolvimento técnico-científico e são propostas frentes de trabalho futuras para sua complementação.

CAPÍTULO II

SISTEMAS DE AQUISIÇÃO DE SINAIS

Sistemas de aquisição de sinais (SAS's) são utilizados para obter dados referentes a características de grandezas em processos. São aplicáveis, por exemplo, na realização de ensaios automatizados em bancadas de controle de qualidade e na pesquisa experimental.

Os sistemas de medição auxiliados por computador, em sua forma genérica, podem ser divididos conforme a Fig. 2.1 (TAYLOR, 1990). Os SAS's ocupam lugar na cadeia de medição desde a aquisição de um sinal elétrico proporcional à grandeza a medir até a obtenção do sinal digital correspondente. Quando usados em transdutores passivos, podem ser responsáveis, também, pelo fornecimento da excitação necessária.

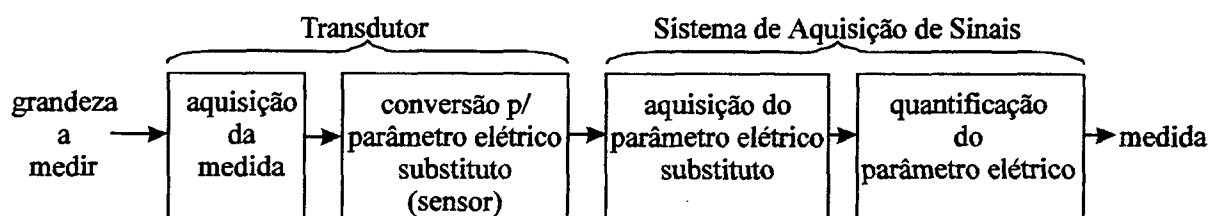


Fig. 2.1 - Representação do Sistema de Medição

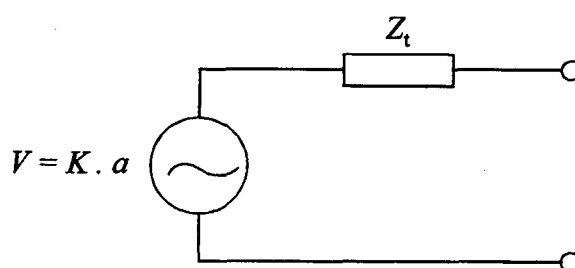
Na análise de incertezas metrológicas, devido às interações entre os módulos, deve-se considerar desde o transdutor, responsável pela conversão de uma grandeza de um domínio de energia qualquer para um sinal facilmente processável no domínio da energia elétrica, até a conversão analógica-digital. Após esta etapa, os erros são decorrentes, em geral, do arredondamento do processador.

As configurações do SAS possíveis dependem basicamente do sinal de entrada, o qual é função do princípio utilizado na conversão pelo sensor, que determina os parâmetros elétricos a serem quantificados. A grandeza a medir influencia na amplitude e frequência do sinal de entrada, bem como nas incertezas admissíveis para o resultado de medição.

2.1 TRANSDUTORES UTILIZADOS NAS MEDIÇÕES AUTOMATIZADAS

Os princípios de conversão mais comuns podem ser utilizados para a medição de diversas grandezas mecânicas. Assim, apresenta-se o estudo das características mais comuns dos transdutores considerados classificando-os pelos princípios utilizados na conversão para o domínio da energia elétrica.

Partindo-se do Teorema de Thévenin, o transdutor pode ser modelado eletricamente como uma fonte de tensão em série com uma impedância (Fig. 2.2). Este modelo pode ser acrescido dos modelos equivalentes dos demais módulos integrantes da cadeia de medição, para permitir a análise de erros do SAS funcionando como um todo. Os parâmetros contidos no modelo elétrico equivalente do transdutor serão função do princípio utilizado na conversão da grandeza de medição para um sinal elétrico proporcional.



V - tensão
 K - sensibilidade do transdutor
 a - valor da grandeza a medir
 Z_t - impedância do transdutor

Fig. 2.2 - Modelo Elétrico Equivalente de um Transdutor

O modelo apresentado na Fig. 2.2 pode ser empregado para qualquer dos transdutores considerados no presente trabalho. Porém no caso de transdutores piezoelétricos convencionais, são realizadas modificações (explicadas no item 2.1.1) para facilitar a análise do circuito. A correlação do comportamento de cada tipo de transdutor com o modelo elétrico equivalente de Thévenin é realizada no cap. 3 juntamente com a análise de erros.

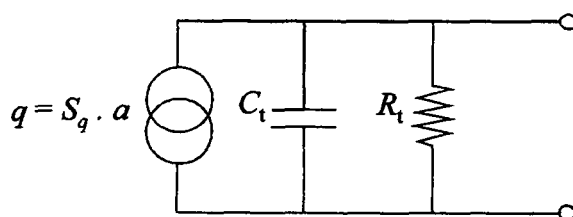
Os transdutores, por possuírem baixas sensibilidades, em geral constituem o fator limitante em medições automatizadas. A análise das características metrológicas e operacionais dos transdutores considerados auxiliará na seleção de um SAS otimizado.

2.1.1 Transdutores Piezoelétricos

Transdutores piezoelétricos são transdutores que quando mecanicamente deformados, produzem carga elétrica. Seu princípio de funcionamento baseia-se no efeito piezoelétrico encontrado em alguns materiais, sendo geralmente usados cristais de quartzo. A carga gerada depende do sentido da deformação e tende a se dissipar com o tempo. Desta forma, somente podem realizar medições dinâmicas, o que pode ser melhorado empregando-se amplificadores acoplados com alta constante de tempo (TRIETLEY, 1986; DOEBELIN, 1990).

São empregados principalmente em acelerômetros, bem como em transdutores de força e pressão. Apresentam vantagens como: resposta mais rápida devido à alta frequência natural, permitindo, portanto, medições em alta frequência; menor deflexão e maior sensibilidade que qualquer outro transdutor de força e pressão (TRIETLEY, 1986).

Como nestes transdutores o parâmetro elétrico que quantifica a grandeza a medir é a carga, a análise pode ser simplificada utilizando no modelo equivalente uma fonte de carga, ao invés de uma fonte de tensão, em paralelo com uma capacitância e uma resistência conforme Fig. 2.3, o que melhor caracteriza seu comportamento.



q - carga elétrica

S_q - sensibilidade em carga

C_t - capacitância do transdutor

R_t - resistência do transdutor

Fig. 2.3 - Modelo Elétrico Equivalente do Transdutor Piezoelétrico

Alguns valores típicos destes transdutores, obtidos da pesquisa bibliográfica, são mostrados na Tab. 2.1 (KISTLER, 1986 e 1990).

Muitos transdutores piezoelétricos são fabricados com amplificadores acoplados para facilitar a aquisição direta do sinal em tensão (KISTLER, 1986). Estes podem ser analisados como transmissores. Neste caso, o modelo equivalente do transdutor será uma fonte de tensão em série com uma resistência, conforme Fig. 2.2.

Tab. 2.1 - Parâmetros Característicos dos Transdutores Piezoelétricos Convencionais

	grandeza		
Parâmetro	pressão	força	aceleração
Faixa de Medição	0 ... 10.000 bar	0 ... 1.000 kN	0 ... 1.000.000 m/s ²
S_q	1,2 ... 22.000 pC/bar	2,1 ... 115 pC/N	0,005 ... 1 pC/(m/s ²)
C_t	5 ... 24 pF	8 ... 730 pF	22 ... 175 pF
R_t	> 100 TΩ	50 ... 100 TΩ	1 ... 10 TΩ

Os valores dos parâmetros utilizados no modelo, para transdutores piezoelétricos com amplificadores acoplados são mostrados na Tab. 2.2 (KISTLER, 1986 e 1990; OMEGA, 1995).

Tab. 2.2- Parâmetros Característicos dos Transdutores Piezoelétricos com Amplificadores Acoplados Convencionais

	Grandeza	
Parâmetro	pressão	aceleração
Faixa de Medição	0 ... 5.000 bar	0 ... 500.000 m/s ²
K	1 ... 25 mV/bar	0,005 ... 10 mV/(m/s ²)
R_t	-	10 ... 1000 Ω

2.1.2 Transdutores Resistivos

Os transdutores resistivos são muito utilizados por sua simplicidade (TRIETLEY, 1986). Baseiam-se na variação da resistência elétrica do elemento sensor proporcionalmente à grandeza a medir. Estes podem ser subdivididos, para simplificar o estudo, em extensométricos, termorresistivos e potenciométricos:

a) Transdutores Extensométricos:

Transdutores extensométricos são aqueles que, quando sujeitos a um carregamento externo, convertem as deformações ao domínio da energia elétrica através de extensômetros de resistência (ER's). Transdutores extensométricos são amplamente empregados em

medições de deformações e facilmente podem ser usados para medir grandezas relacionadas a deformações, tais como força, pressão e torque (TRIETLEY, 1986; DOEBELIN, 1990; HOFFMAN, 1989).

ER's permitem adaptabilidade a diversos estados de tensões e medições com baixas incertezas. São amplamente empregados na pesquisa experimental e na fabricação de transdutores (HOFFMANN, 1989).

ER's podem ser metálicos ou semicondutores. Os segundos, embora apresentem a vantagem de sensibilidade muito alta, não são muito empregados por vários motivos: custo mais alto, alta sensibilidade à temperatura e não-linearidade acentuada (DOEBELIN, 1990; HOFFMANN, 1989).

O princípio de funcionamento do ER metálico é baseado na relação deformação/resistência de condutores elétricos. A resistência elétrica do condutor é modificada através de forças de tração ou compressão. A sensibilidade, ou fator k como é mais conhecido, é indicada pela Eq. 2.1.

$$k = \frac{\Delta R / R}{\Delta L / L} \quad (2.1)$$

O valor do fator k mais utilizado, para ER's metálicos, é 2, por proporcionar boa linearidade. Os valores de resistência mais utilizados em ER's são 120 e 350 Ω , embora sejam encontrados ER's com resistências da ordem de quiloohm (HOFFMANN, 1989).

Como nos ER's metálicos, nos ER's semicondutores, o princípio de medição é baseado na mudança de resistência elétrica, porém não devido à deformação, mas à mudança na mobilidade de elétrons. Estes podem apresentar sensibilidade da ordem de até 150, o que facilita a construção de transdutores miniaturizados (DOEBELIN, 1990; DALLY *et al*, 1984; HOFFMANN, 1989).

b) Transdutores Termorresistivos:

Os sensores termorresistivos metálicos, geralmente de platina, níquel ou cobre, cuja resistência varia com a temperatura, são chamados de termorresistores ou resistores detectores de temperatura (RTD's). O termo termistor é empregado para dispositivos semicondutores (TRIETLEY, 1986).

A Escala Internacional de Temperatura de 1990 (ITS 90) define o termorresistor de platina como o elemento interpolador de $-259,34\text{ }^{\circ}\text{C}$ (ponto de equilíbrio do hidrogênio) até $961,78\text{ }^{\circ}\text{C}$ (ponto de solidificação da prata), o que favorece o uso destes termorresistores neste intervalo (CAMARANO, 1993).

Os termorresistores apresentam vantagens de grande faixa de medição, boa linearidade e sensibilidade. Estes passam a substituir os termopares em muitas aplicações, inclusive como elemento interpolador dentro da ITS 90. São possíveis erros da ordem de $0,001\text{ K}$ (TRIETLEY, 1986).

Os termorresistores mais utilizados são os de platina, em especial o Pt100, que apresenta resistência de $100\text{ }\Omega$ e sensibilidade de $0,0039\text{ }\Omega/(\Omega.\text{K})$ (TRIETLEY, 1986). A maioria dos termorresistores para aplicações industriais são especificados para a faixa de medição de 200 a 600°C . Possuem coeficiente de temperatura positivo.

Os termistores, com maior aplicação na metrologia, possuem coeficiente de temperatura negativo. São, geralmente, empregados na faixa de medição de -80 a $150\text{ }^{\circ}\text{C}$. Apresentam sensibilidade muito alta, pequena faixa de medição e forte não-linearidade. Assim são mais utilizados para medir variações muito pequenas de temperatura em um intervalo estreito. A resistência à temperatura de $25\text{ }^{\circ}\text{C}$ pode variar de ohms a megahms. São possíveis erros da ordem de $0,001\text{ K}$ (TRIETLEY, 1986; OMEGA, 1995).

c) Transdutores Potenciométricos:

Nos transdutores potenciométricos a variação da resistência do elemento resistivo se deve ao deslocamento de um contato ao longo deste elemento de forma proporcional ao deslocamento a medir. Podem ser empregados para medir deslocamentos lineares e angulares.

Possuem simplicidade de construção e permitem sinal de saída de alto nível. Apresentam desvantagens de possuírem resistência de contato do apalpador com o elemento resistivo, a qual pode variar com o tempo, erros de retroação devido a forças de contato e ruído devido a contatos intermitentes (TRIETLEY, 1986; DOEBELIN, 1990; DALLY *et al*, 1984).

2.1.3 Transdutores Indutivos

São amplamente empregados em medições automatizadas de deslocamentos na ordem de micrometros a metros. Podem ser empregados como conversores na transdução das demais grandezas diretamente relacionadas, tais como força e pressão. Possuem as vantagens de permitirem medições com baixa incerteza, boa sensibilidade, linearidade e repetitividade, além da possibilidade de operar em ambientes severos e, em alguns casos, fazer medições sem contato (TRIETLEY, 1986; SCHAEVITZ, 1989).

Transdutores indutivos baseiam-se na variação da indutância do elemento sensor com a grandeza a medir. Em geral, a variação da indutância é feita pelo deslocamento de um núcleo magnético. Basicamente, dois tipos de construções são empregadas: transdutores indutivos com circuito de meia ponte e os transdutores lineares de tensão diferencial (LVDT's) (SCHAEVITZ, 1989; SCHLUMBERGER, 1988).

Conforme Fig. 2.4, nos transdutores indutivos com circuito de meia ponte, um núcleo move-se dentro de duas bobinas ligadas a um complemento de ponte de Wheatstone (PW), provocando variações desiguais nas em suas indutâncias (DOEBELIN, 1990).

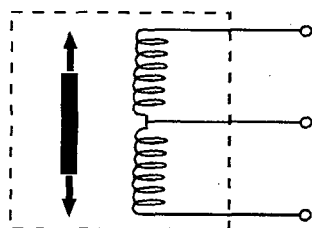


Fig. 2.4 - Transdutor Indutivo com Circuito de Meia Ponte

A Fig. 2.5 ilustra o funcionamento de um LVDT. O núcleo move-se linearmente dentro de um transformador que contém um enrolamento primário e dois enrolamentos secundários. O primário é excitado por uma fonte AC que induz tensões nos secundários, que variam, de forma desigual, conforme a posição do núcleo (TRIETLEY, 1986).

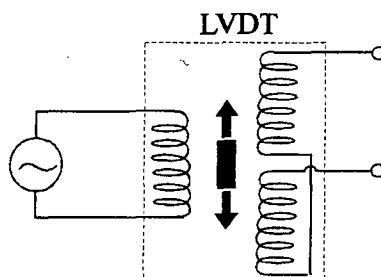


Fig. 2.5- Princípio de Funcionamento do LVDT

2.1.4 Transdutores Capacitivos

Transdutores capacitivos baseiam-se na variação da capacitância do sensor com a grandeza a medir. São muito empregados em medições de pressão diferencial, baixas pressões absolutas, umidade e nível. No entanto, traz em desvantagens: exigir eletrônica mais complexa no tratamento do sinal; possuir limitada linearidade e faixa dinâmica, e o problema de capacitâncias parasitas poderem ser maiores que a capacitância do elemento sensor a ser medida (TRIETLEY, 1986).

Transdutores capacitivos de nível e umidade existentes no mercado, geralmente possuem transmissores em tensão, simplificando a aquisição do sinal de medição (BRUMARK; ENGRO; 1985; IOPE; 19--; MITTEC, 19--).

Os transdutores capacitivos ganham importância na medição de pressão diferencial, por permitir baixas incertezas para baixas pressões, na ordem de 10^{-2} a 10^7 Pa, onde outros transdutores não operam bem. Apresentam ainda as vantagens de alta resolução, histerese muito baixa, boa repetitividade, resposta rápida e baixo coeficiente de temperatura. Possuem baixo erro do zero, permitindo baixas incertezas em valores pequenos da faixa de medição (WELCH, 1989).

Na sua construção, empregam duas câmaras separadas por um diafragma, o qual forma dois capacitores com dois discos, um em cada câmara. Estes capacitores farão parte de um circuito de ponte de Wheatstone com excitação AC. Quando a pressão é igual dos dois lados, a ponte está balanceada (WELCH, 1989).

2.1.5 Termopares

Os termopares são os transdutores de temperatura mais comuns. Apresentam ampla faixa de medição, simplicidade e facilidade de instalação. No entanto, apresentam baixa sensibilidade e susceptibilidade à contaminação (TRIETLEY, 1986).

Quando dois fios de metais diferentes são conectados nas extremidades, gera-se uma força eletromotriz, que depende da temperatura do contato. A Fig. 2.6 mostra como este princípio pode ser empregado para medir temperatura (DOEBELIN, 1990). Utilizando dois fios de metais A e B e sendo a temperatura T_2 conhecida, a temperatura T_1 pode ser determinada. Isto é, obtidas através de calibração prévia para que seja conhecida a relação temperatura T_1 - força eletromotriz E_m . A temperatura T_2 é chamada temperatura da junta de referência (DOEBELIN, 1990)

A tensão termoeétrica na junta de referência pode ser mantida fixa, mantendo sua temperatura constante, ou pode ser simulada eletricamente.

Os termopares reconhecidos internacionalmente são do tipo K, J, B, S, T, E e R, cujas características são expressas na Tab. 2.3 (TRIETLEY, 1986; M & C, 1989).

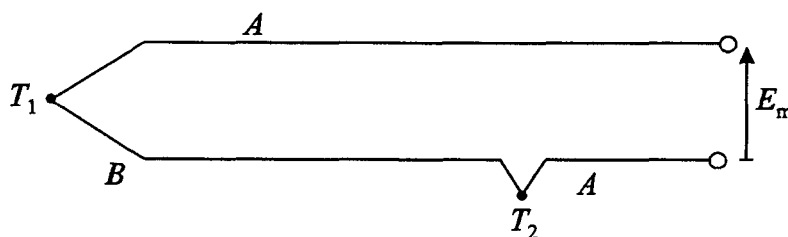


Fig. 2.6- Princípio de Funcionamento do Termopar

Tab. 2.3 - Principais Características dos Termopares

termopar	metais de base	sensibilidade ($\mu\text{V/K}$)	faixa de medição ($^{\circ}\text{C}$)	erro admissível (ANSI) (acima de 0°C)
K	Cromel/Alumel	39	-200 ... 1250	normal ou <i>standart</i> - $2,2^{\circ}\text{C}$ ou 0,75% especial - $1,1^{\circ}\text{C}$ ou 0,375%
J	Ferro/Constantan	51	0 ... 760	normal ou <i>standart</i> - $2,2^{\circ}\text{C}$ ou 0,75% especial - $1,1^{\circ}\text{C}$ ou 0,375%
S e R	Pt/Pt+Rh	7	0 .. 1480	normal ou <i>standart</i> - $1,4^{\circ}\text{C}$ ou 0,25% (não há limites especiais)
T	Cobre/Constantan	40	-200 ... 370	normal ou <i>standart</i> - $0,83^{\circ}\text{C}$ ou 2% especial - $0,42^{\circ}\text{C}$ ou 0,375%
E	Cromel/Constantan	62	-200 ... 900	normal ou <i>standart</i> - $2,2^{\circ}\text{C}$ ou 0,5% especial - $1,1^{\circ}\text{C}$ ou 0,375%

2.2 MÓDULOS USUAIS EM SISTEMAS DE AQUISIÇÃO DE SINAIS

Os módulos de SAS's desempenham funções específicas em uma cadeia de medição e podem ser integrados para compor um instrumento como um todo. Embora muitos SAS's possam ser configurados para desempenhar várias funções, os módulos a serem considerados para a composição destes SAS's dependem da aplicação.

Com o aprimoramento dos microcomputadores em velocidade de processamento digital de sinais, muitas funções tais como filtragem, diferenciação e integração, tendem a ser substituídas por *software*, o que torna o sistema mais versátil e independente das condições ambientais.

Nas funções a que se destina um módulo, quatro finalidades são bem definidas: excitação, chaveamento, transmissão e condicionamento de sinais, as quais podem ser separadas para estudo:

a) Excitação:

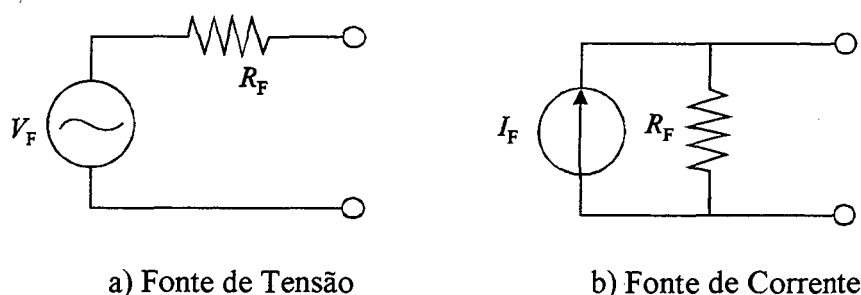
Em transdutores passivos, tais como termorresistores e extensômetros de resistência, a excitação tem como função fornecer energia auxiliar para a medição de um parâmetro elétrico como variação de resistência ou indutância. A excitação é necessária em transmissores para permitir a amplificação do sinal nestes.

A excitação pode ser feita com fonte de corrente ou fonte de tensão. A alimentação em tensão é mais freqüente. Corrente contínua normalmente é usada para medições diretas de resistência. A alimentação em tensão pode ser contínua ou alternada. O uso de tensão alternada tem as vantagens de eliminar influências de tensões termoeletricas, porém devem ser considerados os efeitos capacitivos e indutivos dos demais elementos do circuito (DOEBELIN, 1990).

Utilizando o teorema de Thévenin, a fonte de alimentação pode ser modelada como uma fonte de tensão ideal em série com uma impedância. Esta impedância será considerada puramente resistiva no caso da alimentação DC (Fig. 2.7a). Para alimentação AC, normalmente é modelada como uma resistência em paralelo com uma capacitância (DALLY *et al*, 1984; HEWLETT-PACKARD, 1979). No caso de excitação com corrente contínua, embora ainda aplicável o teorema de Thévenin, a análise é simplificada modelando

esta como uma fonte de corrente ideal em paralelo com uma resistência (Fig. 2.7b), de acordo com o teorema de Norton (HAYT *et al*, 1975).

As fontes existentes no mercado dedicadas a instrumentação são encontradas na forma de módulos contidos em outros instrumentos tais como ohmímetros, amplificadores para LVDT's e amplificadores para medição com circuitos de PW (DALLY *et al*, 1984; HEWLETT-PACKARD, 1993). Fontes de tensão comercializadas de forma isolada, em geral apresentam resistências internas de $50\ \Omega$ a $1\ \text{k}\Omega$, que estão na mesma ordem de grandezas que a impedância de muitos transdutores, tornando seu uso inviável.



V_F - tensão da fonte
 I_F - corrente da fonte
 R_F - resistência da fonte

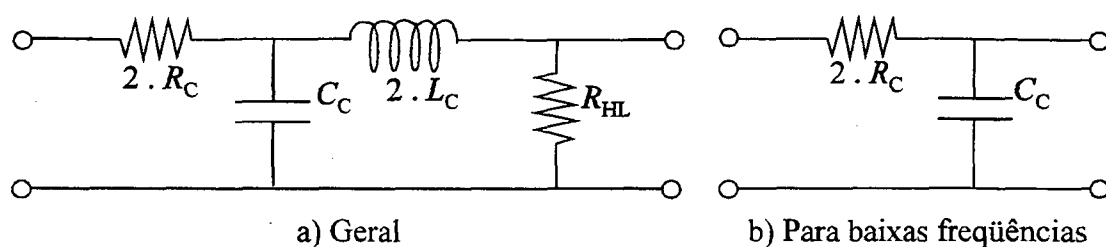
Fig. 2.7 - Modelos Equivalentes de Fontes de Excitação DC

b) Transmissão de Sinais:

A transmissão dos sinais convencionalmente é feita por cabos elétricos. Cabos apropriados para a instrumentação com blindagem e com fios trançados são importantes para diminuir as interferências de campos elétricos e magnéticos (DOEBELIN, 1990).

Os cabos podem ser modelados, através de modelo de parâmetros localizados, conforme Fig. 2.8a. Se altas frequências não estão envolvidas e se a linha não for longa o modelo mostrado na Fig. 2.8b pode ser adequado (DOEBELIN, 1990).

Através da consulta em catálogos, foram obtidos faixas de valores para os parâmetros utilizados no modelo elétrico equivalente de cabos, seções $0,08\ \text{mm}^2$ (AWG 28) a $0,8\ \text{mm}^2$ (AWG 18), que são mostrados na Tab. 2.4 (FUROKAWA, 19--; PIRELLI, 19--).



R_C - resistência do cabo
 C_C - capacitância do cabo
 L_C - indutância do cabo
 R_{HL} - resistência entre *high* e *low*

Fig. 2.8 - Modelos Elétricos Equivalentes de Cabos

Tab. 2.4 - Faixa de Valores de Parâmetros de Cabos de Instrumentação

Parâmetro	Faixa de Valores
C_C	66... 170 pF/m
R_C	22 ... 220 Ω /km
L_C	0.58 ... 0.62 μ H/m
R_{HL}	23 M Ω .km ... 5 G Ω .km

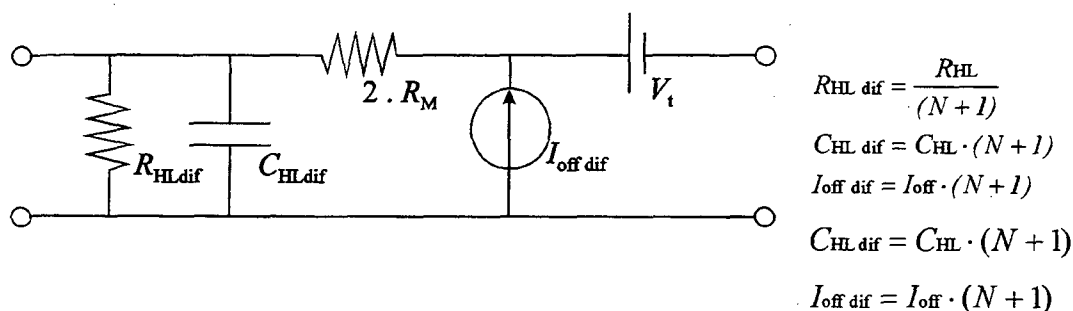
c) Chaveamento de Sinais:

As chaves mais utilizadas em instrumentação são as do tipo relé e semicondutora (FET e CMOS). Tem por função conectar módulos do SAS, geralmente o transdutor ao circuito de condicionamento do sinal. Pode ser feita uma pré-amplificação do sinal para minimizar erros decorrentes do chaveamento.

Diversas arquiteturas de chaveamento são disponíveis: chave de um contato, chave de dois contatos, multiplexador, *scanner* e matriz. Destas, os multiplexadores e matrizes são os que apresentam maior versatilidade para a aquisição de sinais, pois permitem o chaveamento não sequencial para vários transdutores de modo a compartilharem a mesma unidade de condicionamento analógico do sinal. As matrizes permitem também o compartilhamento do sinal de saída do transdutor para várias unidades de tratamento de sinal. Os multiplexadores podem ser utilizados nas configurações de chaveamento de um contato, dois contatos (diferencial entre *high* e *low*), três contatos (*high*, *low* e *guard*) e quatro contatos (para transdutores passivos). Podem possuir complementos de ponte de Wheatstone para medições com extensômetros de resistência e termistor para o cálculo da temperatura de junta fria de referência em medições com termopares (KEITHLEY, 1987; HEWLETT-PACKARD, 1995).

Para qualquer arquitetura de chaveamento do tipo relé é recomendado o emprego do modelo elétrico equivalente mostrado na Fig. 2.9 (KEITHLEY, 1987).

Através da consulta de bibliografia, foram obtidas as faixas de valores dos parâmetros para multiplexadores do tipo chave relé e semicondutora, mostradas na Tab. 2.5 (KEITHLEY, 1987; HEWLETT-PACKARD, 1995; NATIONAL, 1993; FLESCHE e SANCHEZ, 1992; OMEGA, 1990)



R_M - resistência de chaveamento do multiplexador

V_t - tensão termoelétrica

R_{HL} - resistência entre *high* e *low*

C_{HL} - capacitância entre *high* e *low*

I_{off} - corrente de *off-set*

$R_{HL\ dif}$ - resistência total entre *high* e *low*

$C_{HL\ dif}$ - capacitância total entre *high* e *low*

$I_{off\ dif}$ - corrente total de *off-set*

Fig. 2.9 - Modelo Elétrico Equivalente para Arquiteturas de Chaveamento com Chave Relé

Tab. 2.5 - Faixas de Valores de Parâmetros para Multiplexadores do Tipo Chave Relé e Semicondutora

Parâmetro	Faixas de Valores	
	Chave Relé	Chave Semicondutora
N	4 ... 10	4 ... 8
C_{HL}	10 ... 150 pF	25 ... 200 pF
R_{HL}	10^9 ... $10^{12} \Omega$	10^8 ... $10^{11} \Omega$
I_{off}	1 pA ... 1 μ A	50 pA ... 65 nA (0 a 28 °C) 770 nA (28 a 55 °C)
R_M	0,2 ... 100 Ω	750 ... 3100 Ω
V_t	1 μ V ... 1mV	considerada em V_{off}
V_{off}	1 ... 50 μ V	3 ... 25 μ V (0 a 28 °C) 250 μ V (28 a 55 °C)
R_{LG}	10^9 ... $10^{12} \Omega$	10^8 ... $10^{11} \Omega$
C_{LG}	100 ... 150 pF	25 ... 200 pF
CT	-20 ... -80 dB	-20 ... -100 dB

d) Condicionamento de Sinais

Entre os módulos de condicionamento do sinal, citam-se:

- Amplificadores:

Amplificam a tensão de entrada do sinal analógico, uma vez que os sinais produzidos pela maioria dos transdutores são de baixa tensão ou nível de potência, e favorecem a relação de impedâncias adequada entre os circuitos de entrada e saída. Podem possuir acoplamento AC ou DC. Amplificadores DC amplificam sinais DC e sinais AC de baixa frequência. Nos amplificadores AC ocorre rejeição de ruídos e interferências de baixa frequência. Muitos amplificadores permitem trabalhar com largura de banda selecionável para supressão de ruídos. Os amplificadores de isolamento são usados quando é necessária alta resistência de isolamento entre os circuitos de entrada e saída, para proteger a fonte ou o SAS. Os amplificadores do tipo *chopper* executam a modulação e a demodulação do sinal de entrada permitindo maior ganho, menor *drift*, maior razão de rejeição de modo comum (RRMC) e menor ruído. Possuem, no entanto, limitações na resposta em frequência (baixa frequência de corte) devido a modulação (DOEBELIN, 1990). O amplificador do tipo *chopper* estabilizado permite combinar as vantagens do amplificador *chopper* sem problemas de limitação da resposta em frequência. Amplificadores *lock-in* são utilizados para medir sinais AC muito pequenos quando estes estão mascarados por fontes de ruído que podem ser muito mais altas, comportando-se como um filtro com largura de banda arbitrária muito estreita, cuja banda passante é a do sinal (STANFORD RESEARCH SYSTEMS, 1994). Os amplificadores DC são preferidos em medições automatizadas, mas a alimentação AC é necessária em casos de sensores capacitivos e indutivos (DOEBELIN, 1990).

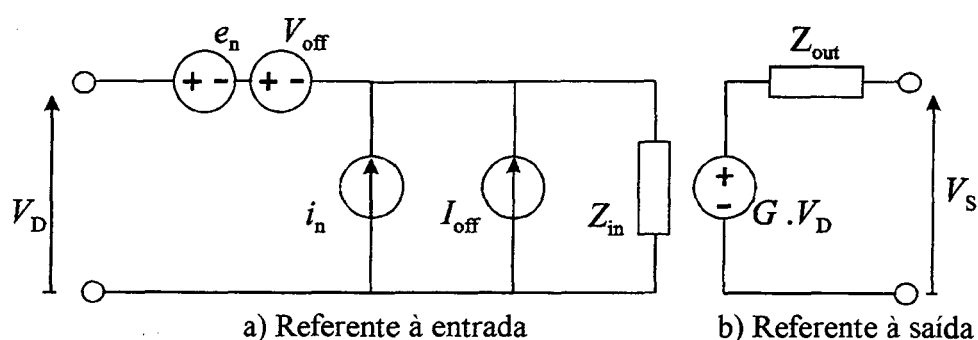
A análise do desempenho de um módulo de condicionamento de sinais pode ser feita através de seu modelo elétrico equivalente. Um modelo equivalente para amplificador é mostrado na Fig. 2.10 (PUTTEN, 1988).

- Amplificadores de carga:

São utilizados para transdutores piezoelétricos. Proporcionam sinal de saída de alto nível com tensão proporcional à carga na entrada. A Fig. 2.10 ilustra o princípio do amplificador de carga. Este consta basicamente de um amplificador operacional com realimentação capacitiva C_f . Uma resistência R_f , a qual deve ser tão grande quanto possível, é colocada

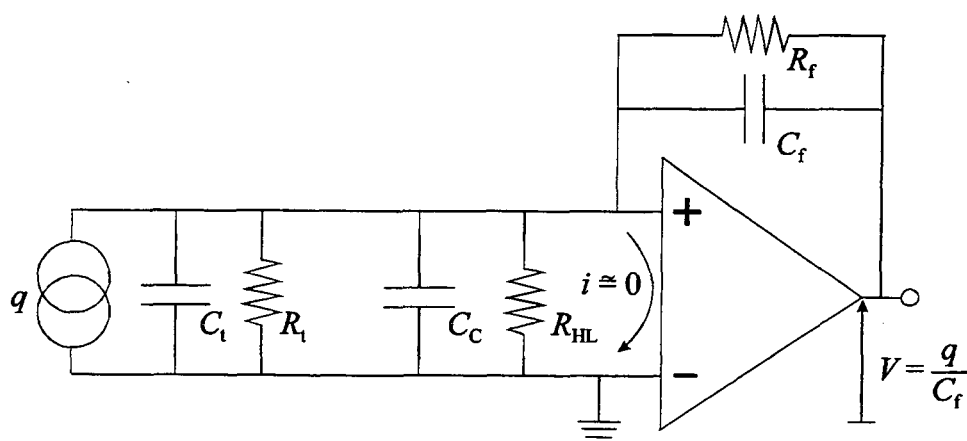
em paralelo com C_f para diminuir a influência da corrente de fuga do amplificador, podendo ser usada para controlar a constante de tempo do amplificador. As resistências e capacitâncias do transdutor e do cabo não terão influência se o amplificador tiver ganho infinito (TRIETLEY, 1986; DALLY *et al*, 1984).

A Tab. 2.6 mostra faixas de valores comerciais para amplificadores de carga (DALLY, 1984; KISTLER, 1986 e 1990; e BRUEL & KJAER, 199-).



V_D - tensão diferencial
 V_S - tensão de saída
 i_n - ruído em corrente
 e_n - ruído em tensão
 I_{off} - corrente de *off-set*
 V_{off} - tensão de *off-set*
 Z_{in} - impedância de entrada
 Z_{out} - impedância de saída
 G - ganho do amplificador

Fig. 2.10 - Modelo Elétrico Equivalente do Amplificador



C_f - capacitância de realimentação

Fig. 2.11 - Princípio Básico do Amplificador de Carga

Tab. 2.6 - Faixas de Valores de Parâmetros de Amplificadores de Carga

Parâmetro	Faixa de Valores
$R_f \cdot C_f$	0,1 a 2 s
C_f	10 pF ... 200 nF
Faixa de Medição	10 ... 10^6 pC
Sensibilidade	10 μ V... 1 mV/pC
Z_{out}	10 ... 100 Ω
ruído	15 . 10^{-3} mV (rms - entrada) 2 ... 5 mV (rms - saída)
f_c (-3 dB)	0,3 Hz ... 100 kHz

-Filtros:

Permitem a eliminação de sinais cujas frequências não são de interesse. Podem eliminar ruídos de rede e minimizar ruídos Johnson. Segundo a frequência de interesse, podem ser do tipo passa-alta, passa-baixa, rejeita-banda e passa-banda. Podem ser elementos ativos baseados em amplificadores operacionais, ou podem ser passivos. A filtragem pode ser feita de forma digital através de *software*. De qualquer forma, a filtragem digital necessita filtragem prévia do sinal com filtro passa-baixa para evitar erros de *aliasing*. Neste sentido, os filtros passa-baixa ganham especial interesse em medições automatizadas. Este podem ser conforme a configuração e característica de resposta dos seguintes tipos (DOEBELIN, 1990; BURR-BROWN, 19--):

- *Bessel* - são os melhores quando é desejável variação linear da fase com a frequência para evitar distorções da forma do sinal, contudo oferecem a pior forma da frequência de corte, apresentando baixa taxa de atenuação da amplitude com a frequência. É mais adequado para sinais de pulso.
- *Butterworth* - são mais indicados quando a forma da frequência de corte é mais importante que a linearidade de fase.
- *Cauer* - nestes filtros, a curva da resposta em frequência cai muito abruptamente próxima a frequência de corte. Apresentam forte não-linearidade de fase e *ripple* na amplitude. São os mais indicados para altas taxas de aquisição de sinais.

As características de um filtro dependem também de sua ordem. Em geral, quanto mais alta a ordem do filtro melhor a característica de resposta.

- Demoduladores sensíveis à fase:

Quando a alimentação for feita com tensão AC, o sinal de saída do transdutor será o produto de um sinal proporcional à grandeza a medir e de um sinal com a frequência da alimentação. O demodulador sensível à fase é utilizado para retificar o sinal, permitindo que a frequência portadora seja eliminada posteriormente com um filtro passa-baixa, conforme a Fig. 2.12.

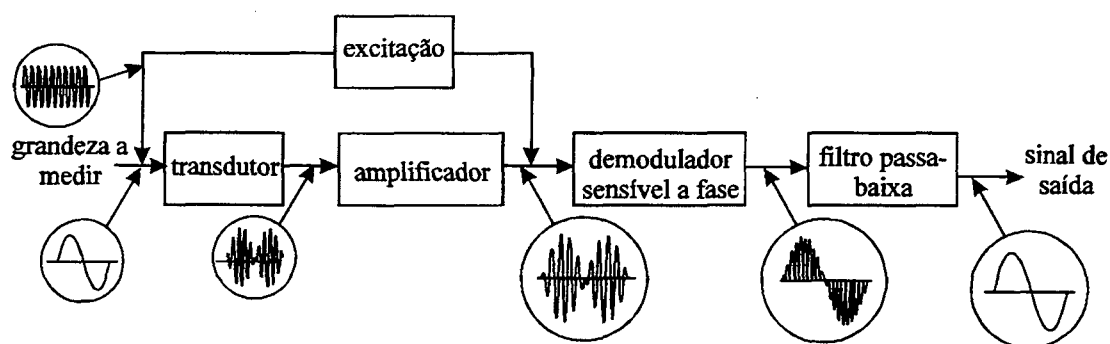


Fig. 2.12 - Modulação e Demodulação do Sinal

- Módulos de adição e subtração:

São utilizados, por exemplo, para se obter a diferença de deslocamento com dois transdutores indutivos (DOEBELIN, 1990).

- Multiplicadores:

São utilizados para multiplicar dois sinais de entrada, por exemplo, os sinais de transdutores de torque e de rotação para se obter potência, sendo usados na forma analógica em alguns casos onde é necessário se obter o resultado em tempo real (DOEBELIN, 1990).

- Integradores:

São utilizados quando é necessário a integração de um sinal em determinado intervalo de tempo. Um caso onde isto ocorre é na obtenção de velocidade e deslocamento a partir de um acelerômetro. Podem atuar como um filtro passa-baixa, por exemplo, para atenuar ruídos em medições com termopares (DOEBELIN, 1990).

- Diferenciadores:

São utilizados para derivar o sinal de entrada sendo aplicados, por exemplo, para se obter valores de velocidade a partir de potenciômetros. A diferenciação analógica, ao contrário da integração tende a acentuar ruídos (DOEBELIN, 1990).

- Complementos de ponte de Wheatstone (PW):

Os circuitos de PW constituem dois divisores de tensão para fazer a conversão de variações muito pequenas de resistência, capacitância ou indutância para tensão. Necessitam excitação, podendo ser esta em tensão contínua ou alternada ou em corrente contínua. Nos casos em que o transdutor não possua acopladas todas as impedâncias que formam a PW, os complementos de PW serão necessários para acrescentá-las ao circuito.

- Amplificadores *Sample-and-holds*:

Constituem uma espécie de memória analógica. Têm por função capturar o sinal, reter o último valor e amplificá-lo com ganho unitário. Pode ser utilizado para manter um sinal constante para evitar erros na conversão A/D e evitar limitações em frequência nesta conversão. Podem ser usados antes da multiplexação para armazenar sinais enquanto um sinal está sendo digitalizado (TRIETLEY, 1986; DOEBELIN, 1990).

- Conversores A/D:

Constituem o elemento mais importante de um SAS (TAYLOR, 1990). Servem para converter o sinal de entrada analógico em um sinal digital, o qual pode ser processado e transmitido através da interface com o computador. Os conversores A/D mais utilizados em instrumentação são os do tipo aproximações sucessivas e dupla rampa. Onde são necessárias taxas de aquisição muito elevadas são necessários os do tipo paralelo. As principais características de cada um destes tipos de conversores são as seguintes (TRIETLEY, 1986; ANALOG DEVICES, 1986b):

- Aproximações sucessivas.- São os conversores mais utilizados. Operam comparando sucessivamente a tensão de entrada analógica com frações programadas da tensão de referência, que é maior que a tensão esperada para o sistema. Permitem aplicações em alta velocidade de aquisição, na faixa de audiofrequência. Tipicamente, possuem 10 a 12 bits de resolução, embora 16 bits não seja incomum.

- Dupla Rampa - Opera submetendo um capacitor fixo à tensão de entrada durante determinado tempo. Quantifica a tensão de entrada a partir dos tempos de carga e descarga do capacitor, os quais são medidos em um contador.
- Paralelos - Constam de uma série de comparadores que operam de forma simultânea. Permitem alta velocidade de conversão, porém com resolução baixa, em geral na ordem de 8 a 10 bits.

- Conversores Corrente-Tensão:

Permitem passar um sinal, quantificado em corrente, para um sinal quantificado em tensão. Desta forma, permitem a transmissão do sinal em corrente, diminuindo a influência de interferências mas permitindo e facilitando o condicionamento do sinal em tensão. Ao contrário dos demais módulos de condicionamento, estes idealmente devem possuir baixa impedância de entrada.

O modelo ilustrado na Fig. 2.10 também pode ser estendido para os demais módulos de condicionamento de sinal que possuam isolamento satisfatório entre a entrada e a saída, e que a tensão de saída é função da tensão de entrada. Assim, filtros ativos, integradores, diferenciadores, multiplicadores e somadores podem ter seu comportamento satisfatoriamente analisado dentro da cadeia de medição. Este modelo também pode ser aplicado a conversores A/D, porém considera-se apenas o circuito referente à entrada, uma vez que não possuem saída analógica. Na Fig. 2.10, as impedância de entrada normalmente são resistivas e capacitivas no uso de tensão alternada. No uso de tensão contínua, considera-se apenas as resistências.

Comercialmente, os condicionadores de sinais podem englobar vários módulos, como multiplexadores, amplificadores e conversores A/D (NATIONAL, 1993). Nestes casos, pode-se aplicar o modelo da Fig. 2.10, considerando o instrumento como um todo. Assim apenas importam os parâmetros de entrada e saída do instrumento, sem necessidade de conhecimento profundo do princípio de funcionamento do mesmo.

A Tab. 2.7 mostra a faixa de valores para condicionadores de sinais encontrados no mercado (HEWLETT-PACKARD, 1993; OMEGA, 1990; HOTTINGER BALDWIN MESSTECHNIK GMBH, 1992; NATIONAL, 1993; STANFORD RESEARCH

SYSTEMS, 1994). A mesma está incompleta devido o não fornecimento das especificações pelos fabricantes.

Tab. 2.7 - Valores Típicos de Parâmetros de Condicionadores de Sinais

Parâmetro	Instrumento de Condicionamento de Sinais	
	MUX*/Amplificador	MUX*/Amplificador/ Conversor A/D
Faixa de Medição	± 10 V (DC) ou ± 5 V (AC)	± 10 V (DC) ou ± 5 V (AC)
N^{**}	4 ... 32	4 ... 32
C_{in}	20 ... 100 pF	20 ... 200 pF
R_{in}	100 k Ω ... 100 G Ω	470 k Ω ... 100 G Ω
C_{out}	-	não se aplica
R_{out}	75 ... 330 Ω	não se aplica
$RRMC$	78 ... 160 dB	60 ... 120 dB
CT	-65 ... -160 dB	-65 ... -120 dB
e_n (rms)	4 μ V ... 1 mV	350 μ V ... 9 mV
V_{off}	5 μ V ... 10 mV	3 μ V ... 3 mV
i_n	13 fA/ \sqrt{Hz}	13 fA/ \sqrt{Hz}
I_{off}	10 ... 350 pA	100 pA ... 25 nA
i_{bias}	80 ... 350 pA	80 pA ... 25 nA
f_c (-3 dB)	4 Hz ... 100 kHz	10 Hz ... 6 MHz

* MUX - Multiplexador. Foram considerados nos dados apresentados módulos com apenas uma entrada.

** N - Para este dado foram considerados somente módulos com mais de uma entrada.

2.3 CIRCUITOS ELÉTRICOS E COMBINAÇÕES DE MÓDULOS UTILIZADOS EM SISTEMAS DE AQUISIÇÃO DE SINAIS

2.3.1 Aplicações Gerais

Diversas combinações de módulos podem ser empregadas em aplicações gerais. Um SAS pode ser constituído simplesmente de um sensor e um conversor A/D. O ordenamento dos demais módulos, ao longo da cadeia de medição, obedece a uma seqüência lógica, porém não rígida, cuja configuração é influenciada por vários aspectos, por exemplo, finalidade dos dados e características dos módulos.

A Fig. 2.13 ilustra um exemplo de cadeia de medição genérico (TAYLOR, 1990), em que módulos, segundo a conveniência, podem ser retirados, substituídos, intercalados

por outros e reordenados para originar inúmeras formas. Esta cadeia de medição ilustra os aspectos básicos da combinação de módulos. Este exemplo é explicado nos parágrafos seguintes.

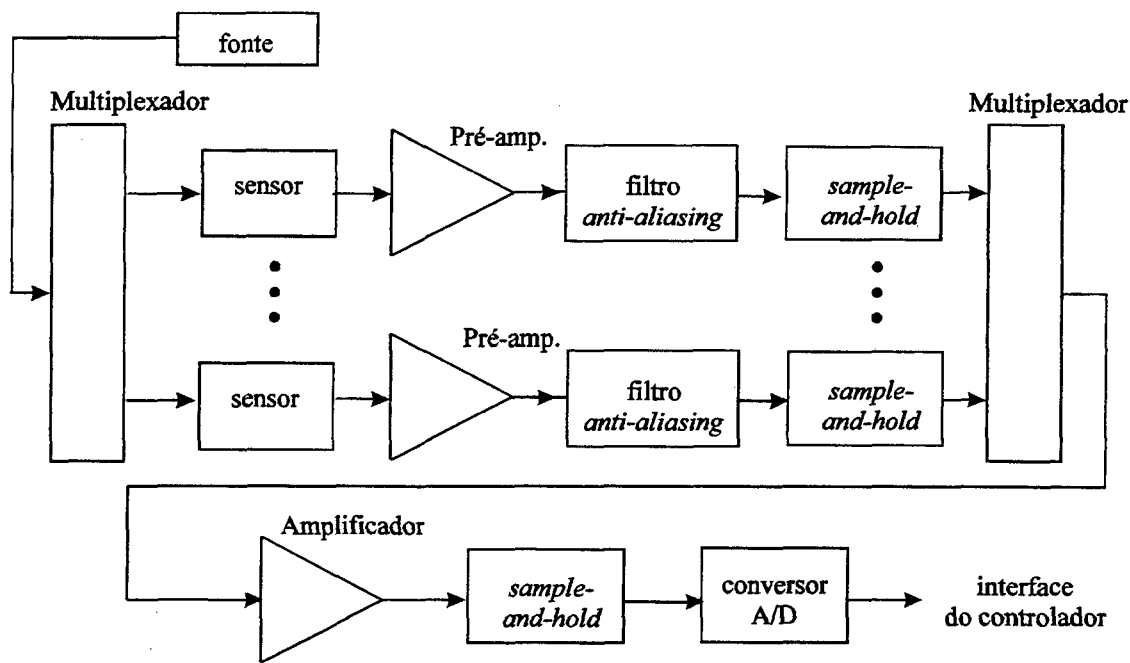


Fig. 2.13 - Exemplo Genérico de Sistema de Aquisição de Sinais

É comum em medições automatizadas, como em bancadas de ensaio de motores de combustão interna e análise nodal de estruturas, a necessidade do uso simultâneo de vários transdutores para uma mesma grandeza (SCAVONE, 1994; WHITE, 1992). Também pode ser preciso usar o mesmo SAS para medição de grandezas diferentes, como pressão, temperatura e deformação.

Em transdutores ativos, tais como termopares e acelerômetros convencionais, o circuito elétrico analógico da cadeia de medição inicia no sensor, o qual deve possuir faixa de medição, e características estáticas e dinâmicas adequadas. No uso de transdutores passivos, como extensômetros de resistência e LVDT's, o sensor deve receber energia auxiliar da fonte auxiliar.

Circuitos elétricos adicionais podem ser necessários para complementar o elemento sensor, por exemplo, complementos de ponte de Wheatstone, junta fria de referência para termopares e circuito de linearização de termistores. Funções específicas, como ajuste do

zero e compensação da influência da temperatura do meio podem ser requeridas na cadeia de medição (TAYLOR, 1990).

O sinal de saída da maioria dos transdutores está na ordem de microvolt a milivolt. Para maximizar resolução e diminuir erros devido ao chaveamento, o sinal pode ser amplificado, antes da multiplexação, em um pré-amplificador. Outra função do pré-amplificador é compensar qualquer diferença entre o potencial zero do sensor e do SAS. Portanto, o pré-amplificador é geralmente um amplificador diferencial (TAYLOR, 1990).

O filtro *anti-aliasing* deve, em geral, ser adicionado, considerando que frequências contidas no sinal maiores que a frequência de interesse poderão causar o erro de *aliasing*. Este filtro tem por função limitar a frequência do sinal aplicado no conversor A/D, evitando que componentes de alta frequência possam introduzir erros consideráveis (TAYLOR, 1990).

A multiplexação do sinal de saída novamente é feita para diminuir o número de condicionadores de sinais. Se é desejável a aquisição simultânea de vários transdutores, amplificadores *sample-and-holds* podem ser acrescentados na entrada de cada canal.

A amplificação do sinal pode ser feita, após a multiplexação, com um amplificador. Para atender a diferentes requerimentos de ganho por parte dos diferentes canais, este freqüentemente possui ganho programável, sendo denominado amplificador de ganho programável (PGA).

Como a conversão A/D ocupa algum tempo na qual ocorrem mudanças do sinal, um *sample-and-hold* é utilizado antes do conversor A/D para capturar o sinal e mantê-lo constante durante a conversão. No caso da utilização de conversores A/D do tipo aproximações sucessivas, o uso do *sample-and-hold* é obrigatório (ANALOG DEVICES, 1986b).

Os dados digitalizados são armazenados/transmitidos ao processador através da interface do controlador. O controlador controla a lógica e o tempo relacionado com o chaveamento do sinal no multiplexador, com o ganho do amplificador, com a captura do sinal no *sample-and-hold* e com a conversão A/D (TAYLOR, 1990).

2.3.2 Transdutores Piezoelétricos

Os transdutores piezoelétricos convencionais apresentam sinal de saída de baixo nível e alta impedância de saída, o que dificulta a sua aquisição direta. Este sinal de saída

deve previamente ser condicionado em um amplificador de carga ou de tensão. Transdutores piezoelétricos com amplificadores acoplados possibilitam obter um sinal de nível mais alto, com relação de impedâncias mais adequada (DALLY *et al*, 1984).

Os circuitos elétricos empregados no condicionamento do sinal podem ser classificados da seguinte forma (DALLY *et al*, 1984; BRUEL & KJAER, 1978; KISTLER, 1986):

a) Transdutores piezoelétricos convencionais:

Os transdutores piezoelétricos convencionais possuem apenas o material piezoelétrico, produzindo na sua saída uma carga proporcional à grandeza a medir. Podem ser utilizados amplificadores de carga ou de tensão para amplificar o sinal de saída de baixo nível e para prover baixa impedância de saída. Ambos fornecem saída em tensão.

A Fig. 2.14 mostra um diagrama de blocos, sugerido por um fabricante de acelerômetros (BRUEL & KJAER, 1982), para análise de vibrações. O sistema consta de um amplificador de carga ou de tensão, integrador, filtro passa-baixa e um detector de pico a pico. O integrador serve para obter sinais proporcionais à velocidade ou ao deslocamento. O filtro passa-baixa é incluído para eliminar o sinal indesejado causado pela ressonância do acelerômetro. O detector de pico-a-pico tem finalidade especial, em medições de vibrações aleatórias, para capturar valores máximos ocorridos durante o ensaio.

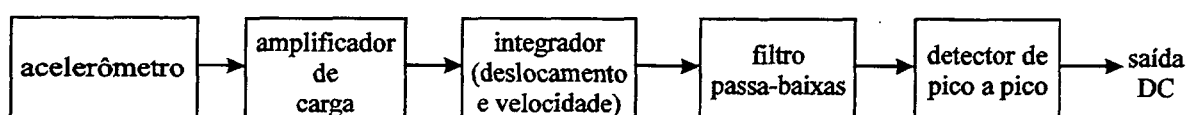


Fig. 2.14 - Exemplo de Cadeia de Medição para Transdutores Piezoelétricos Convencionais

A cadeia de medição, para ~~estes~~ transdutores, na sua forma mais simplificada, é mostrada na Fig. 2.15.

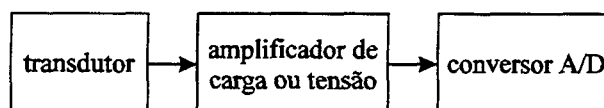


Fig. 2.15 - Cadeia de Medição Simplificada para Transdutores Piezoelétricos Convencionais

A prática da multiplexação não é comum em medições com transdutores piezoelétricos convencionais. Em geral, amplificadores de carga ou tensão, específicos para o seu uso, possuem canais adicionais para medições simultâneas.

Os amplificadores de tensão baseiam-se no uso do transdutor como fonte de tensão. Necessitam ter impedância de entrada muito alta e significativamente reativa (DALLY *et al*, 1984). Somente podem ser empregados para pequenos comprimentos de cabos ou para transdutores que foram calibrados utilizando comprimentos predeterminados. A mudança de comprimento de cabos necessita compensação na sensibilidade (BRUEL & KJAER, 1978).

Os amplificadores de carga baseiam-se no uso do transdutor como fonte de carga. Apresentam a vantagem da sensibilidade ser menos alterada pela capacitância dos cabos, o que permite usar maiores comprimentos de cabos (BRUEL & KJAER, 1978).

b) Transdutores piezoelétricos com amplificadores acoplados:

Neste caso, os transdutores são construídos e calibrados com amplificadores de tensão acoplados, produzindo sinais de saída que podem facilmente serem adquiridos por SAS's usuais. Diminui-se a influência do comprimento dos cabos, tornando tais transdutores mais flexíveis em suas aplicações.

Em muitas aplicações, passam a substituir os transdutores convencionais, porém são mais sensíveis à temperatura (KISTLER, 1986). Assim, em alguns casos, onde ocorrem grandes gradientes de temperatura, como em medições de pressão em uma câmara de combustão interna, erros menores podem ser obtidos com transdutores convencionais.

Apresentam, em sua construção, um transistor FET de alta impedância (Fig. 2.16) que amplifica sinais de tensão provenientes do material piezoelétrico, geralmente um cristal de quartzo. Necessita de excitação externa, que é feita através de uma fonte de corrente constante e que possui diodo protetor de polaridade. Desta forma, é obtido um sinal de saída em tensão, com baixa impedância, que pode ser transmitido pelos mesmos cabos usados para excitação (DALLY *et al*, 1984; BRUEL & KJAER, 1978; KISTLER, 1986). Na saída, um capacitor de acoplamento é empregado para separar a excitação do transdutor do SAS, permitindo somente a passagem de sinais dinâmicos.

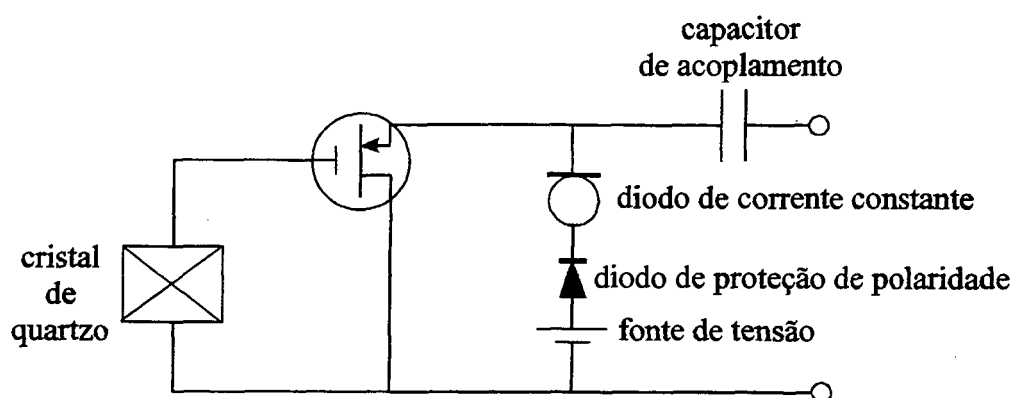


Fig. 2.16 - Circuito Utilizado em Medições com Transdutor Piezoelétrico com Amplificador Acoplado

2.3.3 Circuitos com Ponte de Wheatstone

Os circuitos de ponte de Wheatstone (PW), conforme a Fig. 2.17 constam basicamente de dois divisores de tensão, alimentados por uma fonte de alimentação, destinados a medir uma variação de uma resistência muito pequena em relação ao seu valor inicial. Quando as resistências $R_1 = R_2$ e $R_3 = R_4$ são iguais, a ponte está balanceada e a tensão de saída V_s , nula. No momento em que a resistência ativa da ponte R_1 sofre uma variação ΔR_1 , a tensão V_s varia proporcionalmente a esta variação. Se ΔR_1 for muito menor que R_1 , esta variação pode ser calculada pela Eq. 2.2 (HOFFMANN, 1989).

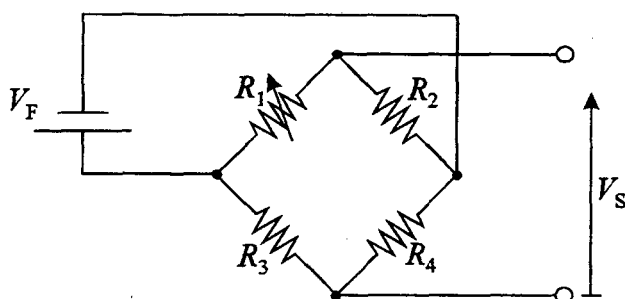


Fig. 2.17 - Circuito de Ponte de Wheatstone

$$V_s = \frac{\Delta R_1 \cdot V_F}{4 \cdot R_1} \quad (2.2)$$

O circuito mostrado na Fig. 2.17 é chamado de um quarto de ponte, uma vez que somente uma resistência sofre variação desejada. Nesta configuração, R_2 pode ser um extensômetro igual a R_1 para compensar variações de temperatura ambiente.

De forma semelhante, os circuitos de PW podem ser utilizados para transdutores capacitivos e indutivos, considerando ao invés de resistências, as impedâncias capacitivas e indutivas, respectivamente.

A alimentação da PW pode ser feita por fonte de tensão contínua, tensão alternada ou corrente contínua. Circuitos de PW com alimentação por fonte de tensão contínua são utilizados principalmente para ER's, podendo também ser empregada para termorresistores. Para transdutores capacitivos e indutivos é necessária alimentação AC. A alimentação em corrente contínua pode ser empregada para ER's, o que traz a vantagem de eliminar erros devido a não linearidade da PW. Porém, deve ser considerado que o próprio ER para maiores deformações também apresenta não-linearidade. A alimentação em tensão permite auto-compensação (HOFFMANN, 1989).

Para os ER's podem ser utilizadas as alimentações AC ou DC. A alimentação DC favorece em simplicidade, menor limitação na frequência da grandeza de medição. A alimentação AC permite a eliminação de interferência de baixa frequência, de tensões termoeletricas e de *off-set* e tensões geradas pela combinação de correntes de fuga do amplificador pela resistência equivalente da PW (FLESCH, 19--).

Para os ER's, outras configurações, além da um quarto de ponte, podem ser empregadas para aumentar a sensibilidade. A Fig. 2.18 mostra as configurações de meia ponte, ponte diagonal e ponte completa (HOFFMANN).

Para transdutores indutivos e capacitivos é empregado o circuito de meia ponte contido no transdutor. O complemento da ponte é feito por resistências que podem ou não estar incluídas no corpo do transdutor (HOTTINGER BALDWIN MESSTECHNIK GMBH, 1992; SCHLUMBERGER, 1988; WELCH, 1989).

A resistência dos cabos utilizados para ligar o extensômetro ao complemento de ponte pode originar erros. Para compensação desta resistência pode ser utilizado o circuito de medição a três fios, conforme mostrado na Fig. 2.19. As resistências R_{C1} e R_{C2} compensam-se mutualmente. A resistência R_{C3} não terá influência devido a alta resistência do amplificador. Para compensar perdas de tensão através dos cabos que ligam a fonte à

ponete, pode ser empregado o circuito mostrado na Fig. 2.20, também chamado circuito de Kreuzer, que permite realimentação (HOFFMANN, 1989).

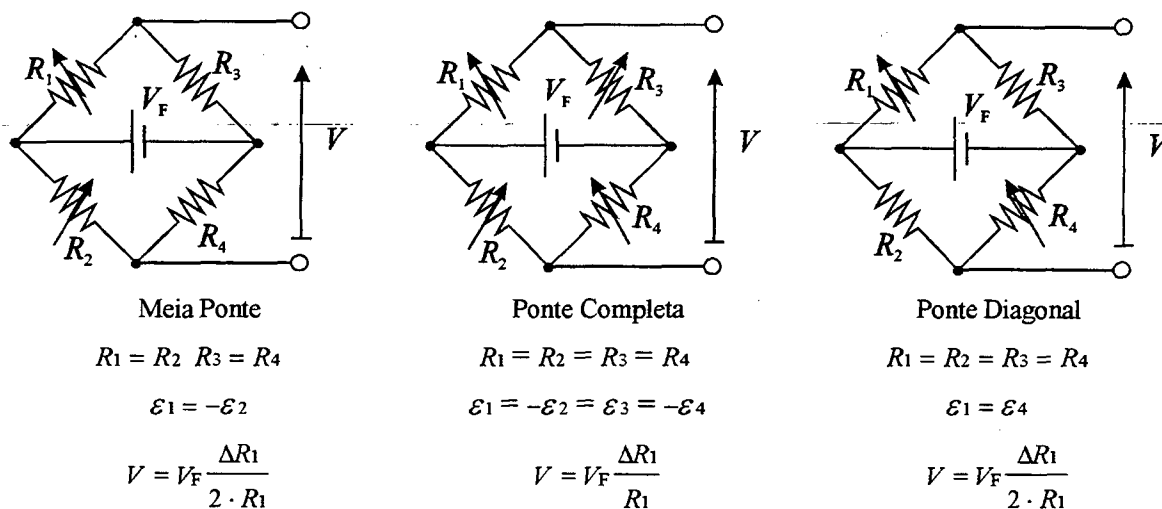


Fig. 2.18 - Configurações de Circuitos para Medição com Ponte de Wheatstone

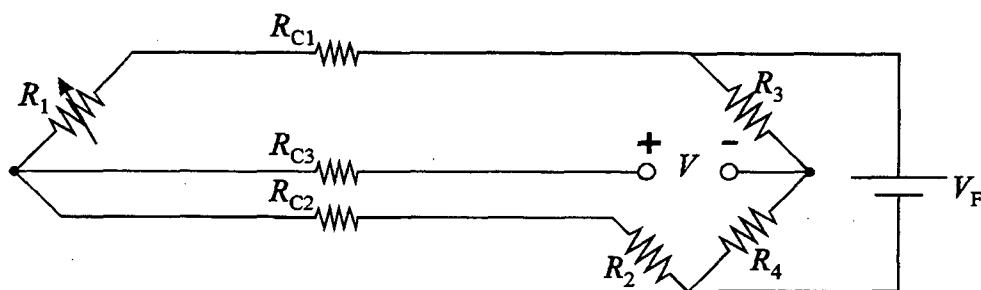


Fig. 2.19 - Medição a Três Fios

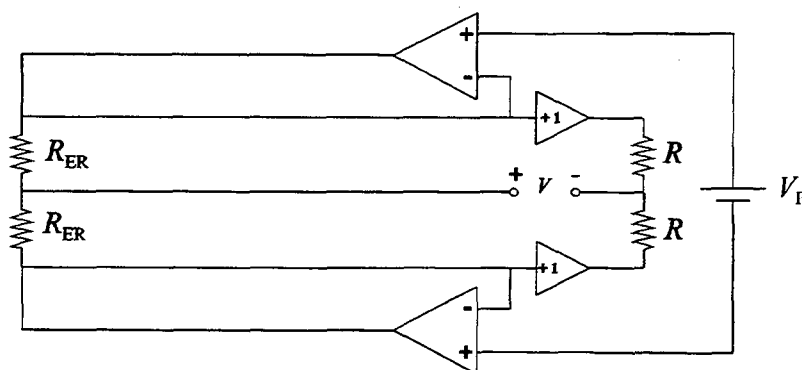


Fig. 2.20 - Circuito de Ponte de Wheatstone Empregando Realimentação

O sinal de saída da PW é, na maioria das aplicações, muito baixo, necessitando amplificação. Quando empregada alimentação AC, a demodulação sensível à fase é

necessária para reconhecer o sentido da deformação em ER (tração ou compressão) ou do deslocamento em transdutores indutivos. Neste caso, o amplificador pode possuir para tratar o sinal um demodulador sensível à fase e um filtro passa-baixa como foi indicado na Fig. 2.12. Após isso, o sinal pode ser adquirido por um conversor A/D (DOEBELIN, 1990).

Considerando que não é possível obter resistências com valores exatamente iguais, torna-se necessária a prévia zeragem da PW. Esta pode ser feita manualmente, ajustando um resistor variável R_V conforme mostrado na Fig. 2.21, ou analiticamente medindo-se a tensão de saída da ponte, sem que haja deformação, e subtraindo o valor lido das leituras subsequentes. Esta última é comum no uso de multiplexadores com complementos de PW e favorece medições automatizadas (HEWLETT-PACKARD, 1994), porém apresenta as desvantagens de diminuição da faixa de medição e da linearidade.

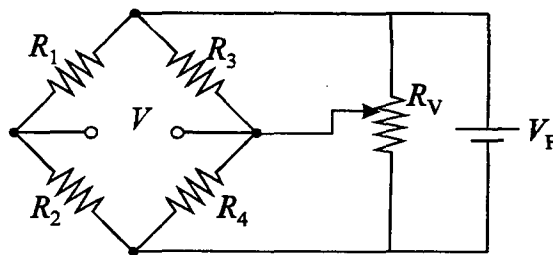


Fig. 2.21 - Circuito de Zeragem da Ponte de Wheatstone

Para ajustar a sensibilidade do amplificador de modo que sua saída esteja adequada a faixa de medição do voltímetro, pode ser utilizada a calibração *shunt* (Fig. 2.22). Nesta, uma resistência variável R_{sh} é colocada em paralelo com o ER ativo da ponte, simulando eletricamente uma deformação na saída da ponte (HOFFMANN, 1989).

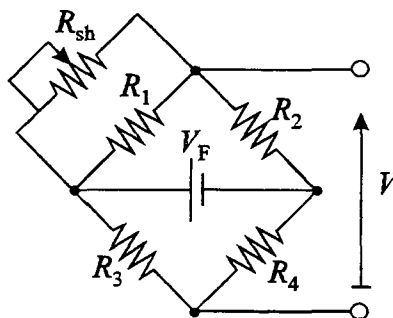


Fig. 2.22 - Simulação Elétrica de Deformação Usando Calibração *Shunt*

A multiplexação em circuitos de PW geralmente pode ser feita na alimentação, para compartilhar a fonte, e/ou na saída da ponte. No caso de transdutores que possuem circuito de meia ponte, esta pode ser feita no meio da ponte, permitindo o compartilhamento do complemento da PW. Em multiplexadores que possuem complementos de PW, o chaveamento é feito na saída da ponte (HEWLETT-PACKARD, 1994).

2.3.4 LVDT's

Os circuitos utilizados no condicionamento do sinal dos LVDT's constam basicamente de um gerador da frequência portadora, um amplificador, um demodulador e um filtro passa-baixa. Nestes, o que basicamente os diferencia é a forma como é feita a demodulação. Existem no mercado LVDT's que necessitam alimentação DC. Os circuitos podem ser classificados da seguinte forma (SCHLUMBERGER, 1988):

a) Com Amplificador da Frequência Portadora:

Utilizam um amplificador portadora, o qual possui demodulador sensível à fase. Possui a vantagem de necessitar apenas dois fios no LVDT para as conexões. A grande desvantagem está na necessidade de ajuste de fase para demodulação (SCHAEVITZ, 1989).

b) Com Demodulador Passivo:

Este circuito retifica a saída AC do LVDT por meio de um discriminador de diodo, frequentemente chamado de demodulador passivo, suaviza o sinal com um filtro passa-baixa e o amplifica com um amplificador DC, conforme Fig. 2.23. Apresenta a vantagem de não precisar de ajuste de fase. Diversas configurações podem ser empregadas para o demodulador passivo. Uma das mais comuns é indicada na Fig. 2.24 (SCHAEVITZ, 1989).

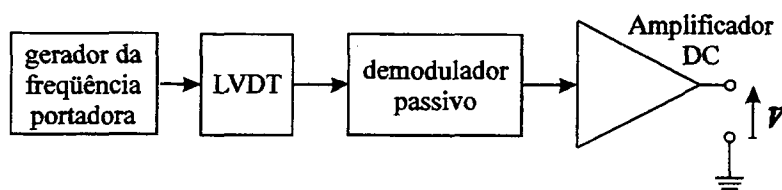


Fig. 2.23 - Diagrama Esquemático do Condicionamento de Sinal do LVDT Empregando Demodulador Passivo

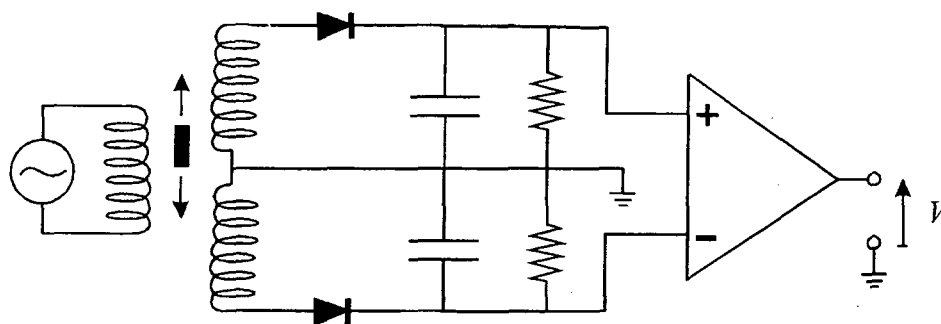


Fig. 2.24 - Exemplo de Configuração de LVDT para o Demodulador Passivo

c) LVDT com Alimentação DC:

LVDT's alimentados com tensão DC possuem acoplados oscilador, amplificador, demodulador e filtro passa-baixa, simplificando a aquisição do sinal (SCHAEVITZ, 1989).

A prática da multiplexação com LVDT's não é citada na bibliografia consultada, embora seja muito interessante a multiplexação em dispositivos instrumentais aplicados no controle dimensional industrial. Unidades de condicionamento com até dezesseis canais são disponíveis no mercado (SCHLUMBERGER, 1988).

2.3.5 Medição de Resistência a Dois Fios e a Quatro Fios

Em transdutores resistivos, nos casos em que a razão da variação da resistência do sensor e a resistência inicial deste é muito elevada, a medição da resistência pode ser feita diretamente em um ohmímetro. O uso de circuitos de PW, neste caso, acarretaria erros de não-linearidade, além de sua maior complexidade. Este tipo de medição é comum em transdutores termorresistivos, sendo de difícil aplicação em extensômetros de resistência onde é necessário medir variações $\Delta R/R$ na ordem de 10^{-4} a $10^{-2} \Omega/\Omega$ (HOFFMANN, 1989).

O ohmímetro pode ser modelado como uma fonte de corrente em paralelo com um voltímetro. A medição a dois fios, mostrada na Fig. 2.25 é a mais simples, porém só pode ser feita para valores altos de resistência devido à resistência dos cabos (HEWLETT-PACKARD, 1994).

A multiplexação pode ser empregada para medições a dois fios e a quatro fios para compartilhar o ohmímetro. No caso da medição a quatro fios, há necessidade de dois canais do multiplexador para cada transdutor.

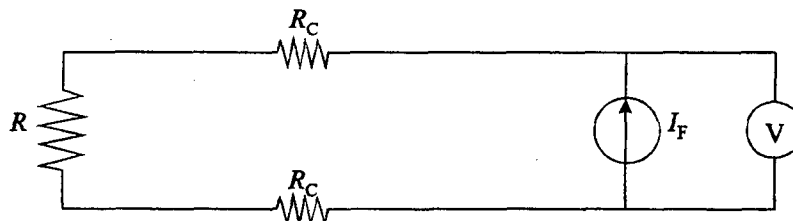


Fig. 2.25 - Medição de Resistência a Dois Fios

Para diminuir a influência da resistência dos cabos pode ser utilizada a medição a quatro fios, conforme Fig. 2.26. A alta resistência interna do voltímetro evita que haja circulação de corrente pelos cabos que o ligam à resistência a medir, não medindo a resistência dos cabos. Esta configuração resulta medições mais exatas, porém envolve maior custo. Usualmente a medição a quatro fios é utilizada em termorresistores, como o Pt100, e a medição a dois fios é empregada em termistores (HEWLETT-PACKARD, 1994).

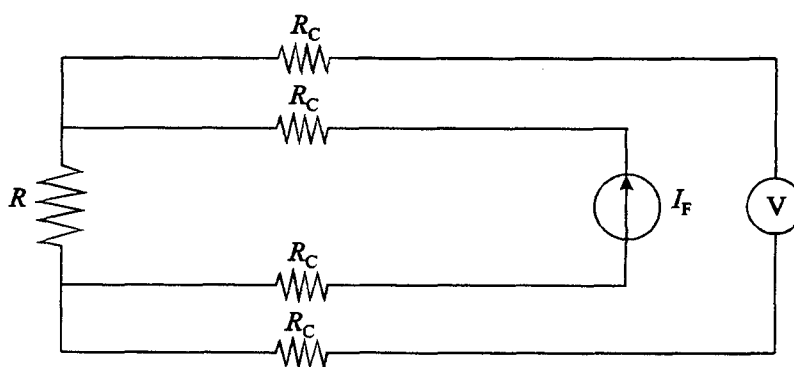


Fig. 2.26 - Medição de Resistência a Quatro Fios

2.3.6 Termopares

Circuitos elétricos para medições com termopares necessitam basicamente um sistema para medição de pequenas tensões e um sistema que garanta o conhecimento da tensão termoelétrica da junta de referência.

Os cabos que conectam as junções termoelétricas ao SAS, também chamados cabos de extensão, devem ser dos mesmos materiais destas. Se o uso do mesmo material for

inviável, são utilizados cabos de compensação que devem apresentar propriedades termoelétricas semelhantes. É desejável que não haja diferença de temperatura entre os pontos de contato dos cabos com o SAS (TRIETLEY, 1986).

Em medições automatizadas, usa-se uma junta fria de referência na qual a tensão termoelétrica desta é determinada via *hardware* ou via *software*. A segunda frequentemente se apresenta como a melhor opção por sua simplicidade e por não ficar restrita a um tipo específico de termopar. A compensação via *hardware* é feita mantendo-se fixa a tensão da junta fria de referência através de um circuito eletrônico. A compensação via *software* é feita fazendo-se as conexões do termopar em um bloco isotérmico, conforme Fig. 2.27. A temperatura deste bloco é medida a parte com um termistor, permitindo o cálculo da temperatura a medir (HEWLETT-PACKARD, 1994).

Como os termopares possuem sensibilidade muito baixa e a temperatura do meio a ser medida apresenta variações, estes podem ser conectados em série conforme Fig. 2.28. Desta forma obtém-se aumento da sensibilidade e a temperatura média do meio.

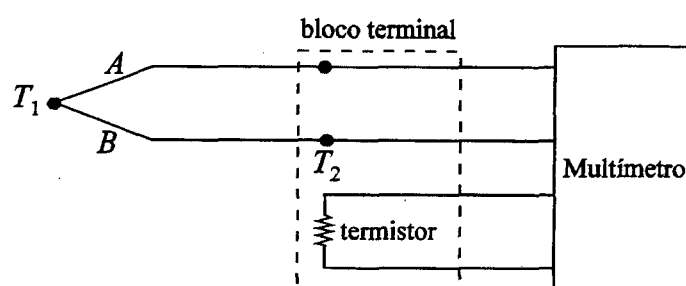


Fig. 2.27 - Medição de Temperatura com Termopar Utilizando Junta Fria de Referência por Compensação via *Software*

Como as aplicações que envolvem termopares frequentemente necessitam medição de temperatura em vários pontos, torna-se interessante a multiplexação. Como o sinal dos termopares é muito baixo, é desejável que a amplificação seja feita antes do chaveamento. Isto diminui erros devido ao chaveamento, porém existe a necessidade de um amplificador para cada transdutor.

2.3.7 Transdutores Potenciométricos

Transdutores potenciométricos necessitam basicamente de uma fonte de excitação de tensão constante, conforme a Fig. 2.29, podendo o sinal de saída ser facilmente adquirido por um qualquer SAS para aplicações gerais.

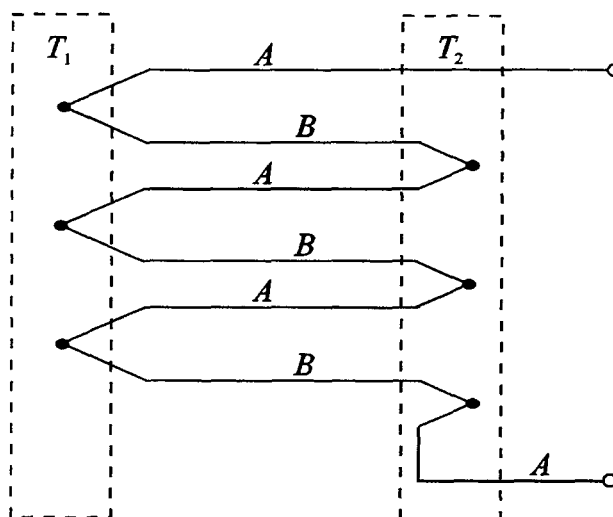


Fig. 2.28 - Circuito para Aumentar a Sensibilidade de Termopares

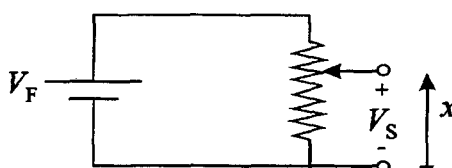


Fig. 2.29 - Circuito Elétrico Utilizado na Medição com Transdutores Potenciométricos

2.3.8 Transmissores em Tensão ou Corrente

Transmissores são transdutores que possuem amplificadores acoplados, permitindo obter sinal de saída de alto nível em tensão ou corrente. São amplamente empregados em transdutores de temperatura, pressão, aceleração, nível, fluxo e umidade, independente do princípio utilizado na transdução da grandeza mecânica. Devido a isto ficam diminuídos erros devido a interferências externas e a correntes de fuga, tensões de *off-sets* e ruídos do multiplexador ou amplificador. São extremamente úteis quando o processo está distante do SAS. Porém, apresentam perda de flexibilidade e necessidade de alimentação.

Devido ao desenvolvimento de circuitos miniaturizados de amplificação, estes podem possuir dimensões semelhantes aos transdutores convencionais. Transmissores em tensão, geralmente, possuem saída 0-10 V e transmissores em corrente, 4-20 mA (OMEGA, 1995; NATIONAL, 1993).

Transmissores em corrente permitem a diminuição de interferências externas, porém apresentam limitações para sinais dinâmicos (DOEBELIN, 1990).

Os circuitos utilizados na aquisição de sinais de transmissores são simples, necessitando basicamente de cabos de transmissão e de um conversor A/D. No caso de transmissores em corrente, os SAS devem empregar um conversor corrente-tensão antes da conversão A/D (RATZLAFF, 1987).

2.4 PRINCIPAIS FONTES DE ERROS EM MEDIÇÕES AUTOMATIZADAS

Se a modularização é vantajosa técnica e economicamente, esta por sua vez implica necessidade do usuário conhecer melhor os erros envolvidos em cada módulo, bem como os erros originados a partir de suas interligações. Assim estará mais apto para exigir dos fabricantes o fornecimento das características de cada módulo necessárias para a correta especificação.

Para simplificar o estudo dos principais erros em medições automatizadas, estes podem ser subdivididos nos seguintes grupos:

- intrínsecos de cada módulo;
- de interfaceamento dos módulos;
- relativos a condições ambientais e ao tempo;
- relativos à aplicação;
- de amostragem.

Partindo-se da classificação adotada, apresenta-se uma análise mais detalhada:

a) Erros Intrínsecos de cada Módulo:

- **Incerteza do sistema de medição:** Em módulos que são submetidos à calibração, na qual é obtida a relação entrada-saída, o desvio da curva de calibração é denominado incerteza do sistema de medição. A incerteza do sistema de medição depende da faixa de medição, embora frequentemente seja fornecido um valor único, que pode incluir erros de histerese,

de forma absoluta ou relativa referida ao valor final de escala. Em transdutores e amplificadores esta incerteza pode ser dividida em desvio do zero e desvio de sensibilidade e não-linearidade. O desvio de sensibilidade em amplificadores é também chamado de desvio do ganho. O desvio da sensibilidade é fornecido em porcentagem da leitura e o desvio do zero e a não-linearidade são fornecidos em porcentagem do valor final de escala. Embora a incerteza do sistema de medição seja uma característica significativa do módulo, nunca deve ser considerada de forma isolada, por considerar apenas as condições em que o módulo foi calibrado.

- **Histerese:** Para um dado valor da grandeza a medir, a diferença entre o sinal de saída do instrumento, quando este foi atingido incrementando a grandeza a medir e quando este foi atingido decrementando a grandeza a medir, é definida como histerese. A histerese é mais notável em transdutores que possuem elementos mecânicos devido a folgas. É usualmente expressa em porcentagem do valor final de escala (TAYLOR, 1990).

- **Repetitividade:** Se um experimento é repetido várias vezes em condições idênticas, a máxima diferença possível de ser observada nas leituras é denominada repetitividade. Pode expressa em porcentagem do valor final de escala (TAYLOR, 1990).

- **Tensão de *off-set*:** Se nenhum sinal é aplicado na entrada de um módulo, idealmente o sinal de saída deveria ser nulo. A tensão de saída de natureza contínua obtida neste caso é denominada tensão de *off-set* (PUTTEN, 1988). No caso de condicionadores de sinais cujo sinal de entrada é quantificado em tensão, a tensão de *off-set* equivale ao desvio do zero.

- **Ruído:** É definido como um sinal indesejado de natureza estocástica que se sobrepõe a grandeza a medir e contamina a medição. Os ruídos podem estar presentes em amplificadores, no qual valor do ruído é função da banda de frequência. O ruído Johnson, também chamado de ruído branco, está presente em todos elementos que contenham resistência como cabos e sensores resistivos. Pode ser calculado mediante a Eq. 2.3. (PUTTEN, 1988).

$$\bar{e}_R = \sqrt{4 \cdot B \cdot T \cdot R \cdot k} \quad (2.3)$$

\bar{e}_R - valor eficaz do ruído Johnson

B - largura da banda (Hz);

T - temperatura absoluta (K);

R - resistência elétrica do elemento (Ω);

k - constante de Boltzmann ($1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K);

- **Tensões de Modo Comum:** A tensão de modo comum é a tensão que é comum a ambos contatos, *high* e *low* de um amplificador. Idealmente o amplificador deveria amplificar somente a tensão diferencial. Na prática, o amplificador diferencial amplifica parte da tensão de modo comum. A razão de rejeição de modo comum (RRMC) é o parâmetro utilizado para avaliar esta não idealidade. É definida através da Eq. 2.4.

$$RRMC = 20 \cdot \log \frac{G_D}{G_{MC}} \quad (2.4)$$

G_{MC} - ganho do amplificador em relação à tensão de modo comum;

G_D - ganho do amplificador em relação à tensão diferencial;

Erros devido a tensão de modo comum podem ocorrer em medições com PW, onde a tensão de modo comum é várias vezes maior que a diferencial. Podem ocorrer erros quando a tensão de referência do sensor é diferente da tensão de referência do amplificador originando laços de terra. Erros devido a laços de terra podem ser minimizados fazendo-se todos os aterramentos em um mesmo ponto e utilizando o terminal *guard* (PUTTEN, 1988).

- **Cross-talk:** Em multiplexadores, um sinal em tensão AC aplicado em um canal aberto pode induzir um sinal na saída. O erro originado é denominado *cross-talk*, o qual é usualmente expresso em dB e calculado pela Eq. 2.5 (KEITHLEY, 1987).

$$CT = 20 \cdot \log \frac{V_S}{V_E} \quad (2.5)$$

V_S - tensão do sinal de saída;

V_E - tensão do sinal de entrada.

- **Resolução:** Na conversão de uma variável contínua para outra discreta, surge o erro de quantificação, o qual é função da resolução ou número de *bits* do conversor A/D. A resolução pode ser calculada a partir da faixa de medição (F.M.) e do número de *bits* (Eq. 2.6). Este erro é igual ao valor do dígito menos significativo. A resolução não necessariamente expressa a incerteza de um instrumento, embora esteja relacionada a esta (PUTTEN, 1988).

$$Resolução = \frac{F.M.}{2^{n^{\circ} \text{ de bits}}} \quad (2.6)$$

- **Ripple:** É a flutuação da tensão ou corrente da fonte de alimentação. É um erro intrínseco à fonte, que pode ser expresso em porcentagem da faixa de operação da fonte. Em transdutores passivos, sendo a fonte o primeiro elemento da cadeia de medição, este erro se propagará por toda a cadeia de medição.

Efeitos da frequência: Os parâmetros dos módulos sofrem modificações quando operam com sinais dinâmicos, sejam estes decorrentes da alimentação AC ou da medição de fenômenos dinâmicos. A incerteza do sistema de medição, a não-linearidade, a RRMC e o *cross-talk* tendem a se modificar de forma desfavorável com a frequência (HEWLETT-PACKARD, 1992 e 1994; WAIT, 19--). As principais características dinâmicas que caracterizam o comportamento dinâmico de um módulo são:

- **Ordem:** se o instrumento é de primeira ou segunda ordem. Se o instrumento é de primeira ordem deve ser conhecido a constante de tempo e se é de segunda ordem devem ser conhecidos o fator de amortecimento e a frequência natural (COOK, 1993).
- **Frequência de corte:** Por definição, para sistemas de primeira ordem, é a frequência na qual ocorre atenuação de $1/\sqrt{2}$ vezes do valor do sinal de saída em relação ao valor do sinal de saída para frequência zero (DOEBELIN, 1990). Pode ser calculada a partir da constante de tempo, conforme Eq. 2.7.

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \tau} \quad (2.7)$$

f_c - frequência de corte;

τ - constante de tempo.

- **Alterações no ângulo de fase:** Podem ocorrer variações da fase do sinal com a frequência. Para muitas aplicações, a mudança de fase não é importante (SCHAEVITZ, 1989). Pode originar distorções na forma original do sinal, principalmente se forem aleatórios ou transientes. Pode ser importante em sistemas de controle. Um exemplo onde a mudança de fase torna-se importante é no registro da densidade de um gás a partir das medições simultâneas de temperatura e pressão, onde não devem ocorrer defasagens entre as medições (DOEBELIN, 1990).
- **Tempo de acomodação (*settling time*):** É o tempo requerido para que o instrumento, após a aplicação de uma entrada do tipo pulso, mantenha a saída dentro de uma faixa definida de erro (TAYLOR, 1990; ANALOG DEVICES, 1986b).

b) Erros devidos ao Interfaceamento dos Módulos

- **Relações de Impedâncias:** Idealmente, em medições automatizadas, a impedância de saída de uma fonte deveria ser nula e a impedância de entrada de um amplificador deveria ser infinita. Como isto não ocorre, parte do sinal da fonte é perdida sobre a impedância da fonte. Para minimizar este erro, é necessário que a impedância de entrada de um módulo seja muito maior que a impedância de saída do módulo imediatamente anterior. Além disso, elementos como chaves e cabos podem alterar significativamente a relação de impedâncias (TRIETLEY, 1986; DOEBELIN, 1990; CAMARANO, 1993).

- **Tensões de Contato:** Constituem a fonte de erro mais comum em medições de baixo nível. Ocorrem quando materiais distintos formam contatos em temperaturas diferentes. Podem ser minimizadas através dos seguintes procedimentos (KEITHLEY, 1984):

- manter os contatos afastados de fontes de calor;
- utilizar isoladores nos contatos que tenham boa condutividade térmica;
- manter limpos os contatos. O potencial termoelétrico da junção Cu-Cu é $0,2 \mu\text{V/K}$ e da junção Cu-CuO é $1.000 \mu\text{V/K}$.

- **Correntes de Fuga:** Ocorre em multiplexadores e amplificadores, podendo ser corrente de *off-set*, corrente bias ou ruído em corrente. A corrente de *off-set* é a corrente contínua nos terminais de entrada do instrumento quando a tensão de *off-set* é zero. O ruído em corrente é medido da mesma forma, porém possui natureza estocástica. A corrente bias ocorre quando a medição é feita no modo simples, com um contato, ao invés do modo diferencial. A corrente de fuga pode originar erros, principalmente quando o módulo anterior possui alta impedância de saída (PUTTEN, 1988).

- **Efeito dos Cabos:** Cabos tendem a originar aumento dos erros em medições automatizadas, devendo, em muitas aplicações, serem o mais curtos possíveis. Em sinais dinâmicos, a capacitância dos cabos combinada com a resistência da fonte pode formar um filtro passa-baixa. A resistência dos cabos pode gerar tensões adicionais quando combinada com a corrente de fuga dos amplificadores ou provocar queda da tensão de alimentação (TAYLOR, 1990). Podem gerar ruído triboelétrico, o qual é nocivo em medições com transdutores piezoelétricos convencionais (BRUEL & KJAER, 1982). O ruído triboelétrico pode ser diminuído utilizando cabo grafitado e não mantendo-o esticado (KEITHLEY, 1984). Além disso, maiores comprimentos de cabo favorecem o aumento de interferência de campos elétricos e magnéticos.

c) Relativos a Condições Ambientais e ao Tempo

- **Derivas com tempo e temperatura:** As não idealidades de um módulo estão sujeitas a modificações com o tempo e a fatores ambientais, principalmente a temperatura. Tensões de *off-set*, desvio da sensibilidade e desvio do zero tendem a aumentar com o tempo e com variações de temperatura. Em relação às derivas com o tempo deve-se considerar que estas não crescem de forma linear, mas de forma aleatória, embora usualmente sejam fornecidas na forma de uma variação da grandeza por um determinado intervalo de tempo. Uma forma de se estimar as derivas para outros intervalos de tempo é multiplicar o valor da deriva fornecida pelo fabricante com a raiz quadrada do intervalo de tempo de interesse (ANALOG DEVICES, 1986a).

- **Interferência de campos elétricos e magnéticos:** Campos elétricos e magnéticos são decorrentes de equipamentos e, principalmente da rede. Suas influências são muito difíceis

de serem estimadas quantitativamente, assim esforço deve ser empregado utilizando formas de se minimizá-las (DOEBELIN, 1990; HEWLETT-PACKARD, 1994):

- usar cabos com blindagem devidamente aterrada;
- usar cabos com fios trançados;
- utilizar tempo de integração na conversão A/D igual a um alto número de períodos de ciclos da rede;
- usar condicionadores de sinais com alta RRMN e razão de rejeição de ruído de modo normal (RRRMN). A definição de RRRMN é análoga a RRMN, porém a tensão de modo comum considerada é especificamente a interferência da rede (60 Hz) no sinal da grandeza a medir (este pode ser AC ou DC).

d) Erros Relativos à Aplicação

Existem erros específicos da aplicação, como por exemplo, retroação da massa do acelerômetro com a estrutura, erros devido à transferência de calor por convecção em medições com termopar causada pela movimentação do fluido, deformações aparentes em medições com extensômetros de resistência, erros devido à inclinação do transdutor de força em relação ao eixo de aplicação do esforço. Sendo esta classe de erros específica para cada caso, seu enfoque foge do escopo deste trabalho devendo ser consultada bibliografia mais específica. De qualquer forma, este tipo de erros impõe condições de contorno à especificação dos módulos. Por exemplo, para se obter melhor resolução em medições com termorresistores pode-se aumentar a corrente de excitação, que por sua vez aumentará erros de auto-aquecimento que não podem ser estimados de forma isolada, visto que dependem também das condições de transferência de calor do meio. Em medições de vibração, acelerômetros com maior sensibilidade favorecem a aquisição de sinais, porém, geralmente, possuem maior massa modificando a frequência natural da estrutura. Portanto, atenção especial deve ser dada aos erros relacionados com a aplicação.

e) Erros de Amostragem:

- **Erro de *aliasing*:** Quando existem no sinal frequências maiores que a taxa de aquisição pode ocorrer o erro de *aliasing*. As amplitudes correspondentes à estas frequências irão aparecer no espectro de frequência como sinais cujas frequências sejam submúltiplos de suas frequências (por exemplo, se a taxa de aquisição for 2000 Hz, sinais com frequência de

3500 Hz serão identificados pelo SAS como sinais de 500 Hz) (GERGES, 19--). Para evitar este erro deve ser utilizado filtro *anti-aliasing*. Como não existe filtro ideal, existe a recomendação de usar frequência de aquisição maior que a frequência de corte do filtro. A relação entre a frequência de corte do filtro e a frequência de aquisição é função do tipo de filtro e da resolução do conversor A/D. A Tab. 2.8 ilustra valores práticos desta relação (BURR-BROWN, 19--). Desta forma a taxa de aquisição deve considerar não somente o critério de Nyquist, o qual exige que a taxa de amostragem seja pelo menos duas a máxima frequência de interesse contida no sinal para que este seja perfeitamente caracterizado (DOEBELIN, 1990).

Tab. 2.8 - Valores Práticos para a Escolha da Relação entre a Frequência de Aquisição e a Frequência de Corte do Filtro

	Mínima Frequência de Aquisição Necessária		
	resolução do conversor A/D		
Tipo de Filtro	12 bits	14 bits	16 bits
<i>Bessel</i>	$6,6 \cdot f_c$	$8,5 \cdot f_c$	$11 \cdot f_c$
<i>Butterworth</i>	$3,7 \cdot f_c$	$4 \cdot f_c$	$4,5 \cdot f_c$
<i>Cauer</i>	$2,7 \cdot f_c$	$3 \cdot f_c$	$3,5 \cdot f_c$

Nota - A frequência de aquisição necessária é função do número de polos do filtro. Os valores indicados são para filtros de 8 polos.

- **Erro de abertura (*aperture*):** O tempo de abertura é o intervalo de tempo necessário para o SAS estabelecer o valor discreto correspondente à entrada analógica. Durante este intervalo, a magnitude do sinal pode sofrer alterações originando o erro de abertura. Este erro pode ser reduzido utilizando um circuito *sample-and-hold* (TAYLOR, 1990). Em geral, é necessário obter a média do sinal utilizando maior tempo de abertura para amenizar a influência de ruídos e interferências (HEWLETT-PACKARD, 1992).

- **Erro de estabilização:** Considerando que o SAS leva algum tempo para responder e se estabilizar após a aplicação de um estímulo provocado pela grandeza de medição, este tempo deve ser conhecido para evitar o erro de estabilização (TAYLOR, 1990; KEITHLEY, 1987).

2.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS EM RELAÇÃO A SISTEMAS DE AQUISIÇÃO DE SINAIS

O estudo sobre SAS's realizado no presente capítulo somente considerou uma parcela do que existe em instrumentação automatizada. Ainda assim, demonstra a grande diversidade de configurações de SAS's passíveis de serem empregadas. Também demonstra que existem grandes parcelas de erros a serem consideradas. A observação aos cuidados citados é essencial para minimização do erro global do sistema de medição.

As informações existentes sobre transdutores e SAS's normalmente são encontradas de forma isolada. No entanto, ocorrem erros de retroação que necessitam ser avaliados considerando o sistema de aquisição de sinais funcionando como um todo.

Foram constatadas semelhanças entre modelagens de módulos de instrumentação. O conhecimento dos modelos elétricos equivalentes citados pode facilitar a análise de erros de retroação.

As informações sobre transdutores e SAS's, em especial, seus modelos elétricos equivalentes e valores típicos de parâmetros, serão empregadas no capítulo seguinte com o objetivo de se quantificar separadamente os erros de medição em SAS's modulares. Esta análise, a qual empregará a técnica da modelagem, permitirá avaliar quais os parâmetros críticos a serem considerados na especificação de sistemas de aquisição de sinais.

CAPÍTULO III

ANÁLISE DE ERROS ATRAVÉS DA TÉCNICA DA MODELAGEM

Em sistemas de aquisição de sinais (SAS's) existem várias fontes de erros dificultando a quantificação da incerteza de medição. Os erros dependem da configuração do SAS e das condições no instante da medição. Para que se possa definir a incerteza de medição do SAS, há necessidade de uma análise sistematizada dos erros. Para definição de uma sistemática adequada, é preciso avaliar separadamente a magnitude dos possíveis erros devidos a cada não idealidade do sistema. Para avaliação de cada parcela de incertezas de medição foram empregados modelos matemáticos usuais dos módulos e os valores de parâmetros de SAS's fornecidos por alguns fabricantes.

3.1 ANÁLISE DE ERROS EM SISTEMAS DE AQUISIÇÃO DE SINAIS

3.1.1 Aplicações Gerais

Em módulos para transmissão, chaveamento e condicionamento de sinais, a análise pode ser feita de forma semelhante para qualquer SAS. Desta forma, é apresentado um estudo da análise de erros devido a amplificadores, conversores A/D, cabos e multiplexadores independente da grandeza a medir.

Para simplificar o estudo dos erros mais comuns em SAS, estes são separados da seguinte forma:

a) Propagação de incertezas individuais dos módulos:

As incertezas de medição, de forma isolada, são fornecidas para módulos que têm por função produzir um sinal de saída a partir de um sinal de entrada segundo uma função transferência definida, como transdutores, amplificadores e conversores A/D.

Existe a tendência do transdutor ser o fator limitante da incerteza mínima possível de ser obtida em um sistema de medição (DOEBELIN, 90). Para transdutores extensométricos, por exemplo, esta tendência é confirmada nos dados ilustrados na Tab. 3.1

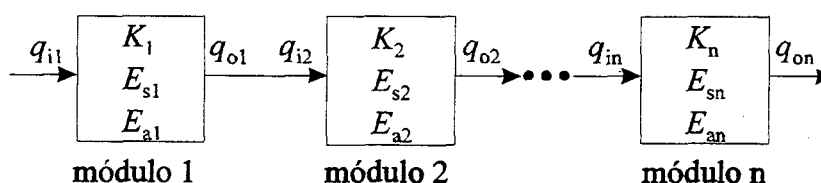
(HOTTINGER BALDWIN MESSTECHNIK GMBH, 1992; HEWLETT-PACKARD, 1993; OMEGA, 1990; NATIONAL, 1993).

Tab. 3.1 - Faixas de Valores de Incertezas de Módulos de SAS's para Transdutores
Extensométricos

Módulos de SAS	Faixa de Valores de Incertezas (% V.F.E. *)
Transdutores	0,1 ... 1
Amplificadores	0,01 ... 1
Conversores A/D	0,001 ... 1

* V.F.E - Valor final de escala.

Como os módulos são ligados em série, haverá propagação de erros ao longo da cadeia de medição. A incerteza global do SAS será maior que a incerteza individual de qualquer módulo existente. Neste caso, aplica-se a técnica da propagação de erros (DOEBELIN, 1990), conforme Fig. 3.1.



q_{ii} - Sinal de entrada do módulo i ;

q_{oi} - Sinal de saída do módulo i ;

K_i - Sensibilidade do módulo i ;

E_{ai} - Limite do erro aleatório do módulo i com probabilidade definida;

E_{si} - Erro sistemático do módulo i .

Fig. 3.1 - Técnica da Propagação de Erros

Cada módulo i possui um sinal de entrada q_{ii} , um sinal de saída q_{oi} , sensibilidade K_i , limite de erro aleatório E_{ai} com probabilidade definida e erro sistemático E_{si} . Para calcular-se o resultado de medição de um sinal de entrada q_{i1} , utiliza-se as seguintes equações básicas:

a) Valor nominal do sinal de saída do SAS:

$$q_{oSAS} = q_{i1} \cdot K_1 \cdot K_2 \dots K_n \quad (3.1)$$

b) Valor do erro sistemático do SAS:

$$E_{s \text{ SAS}} = S_{\text{SAS}} \cdot \left(\frac{E_{s1}}{q_{o1}} + \frac{E_{s2}}{q_{o2}} + \dots + \frac{E_{sn}}{q_{on}} \right) \quad (3.2)$$

c) Valor do limite do erro aleatório do SAS:

$$E_{a \text{ SAS}} = S_{\text{SAS}} \cdot \sqrt{\left(\frac{E_{a1}}{q_{o1}} \right)^2 + \left(\frac{E_{a2}}{q_{o2}} \right)^2 + \dots + \left(\frac{E_{an}}{q_{on}} \right)^2} \quad (3.3)$$

Se somente for conhecida a incerteza de medição de cada módulo, calcula-se a incerteza do SAS mediante a Eq. 3.3, considerando a incerteza de medição de cada módulo como um erro aleatório.

No caso se trabalhar com sinais AC, haverá grande aumento na incerteza de medição individual de cada módulo. O aumento da frequência de operação tende acentuar alterações da amplitude e fase.

Para sistemas de primeira ordem a relação entre o sinal de saída e entrada, em função da frequência de operação, será dada pela Eq. 3.4 (DOEBELIN, 1990). Para sistemas de segunda ordem será dada pela Eq. 3.5 (DOEBELIN, 1990).

$$\frac{q_o}{q_i}(i\omega) = \frac{K}{\sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2 + 1}} \angle \tan^{-1}\left(-\frac{\omega}{\omega_c}\right) \quad (3.4)$$

K - sensibilidade do sistema de medição;

ω - frequência angular de operação;

ω_c - frequência angular de corte;

$$\frac{q_o}{q_i}(i\omega) = \frac{K}{\sqrt{\left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right)^2 + \left(\frac{2 \cdot \zeta \cdot \omega}{\omega_n}\right)^2}} \tan^{-1}\left(\frac{2 \cdot \zeta}{\omega / \omega_n - \omega_n / \omega}\right) \quad (3.5)$$

As Eqs. 3.4 e 3.5 indicam respectivamente que o instrumento, se for de primeira ordem, deve ter frequência de corte a mais alta possível, e se for de segunda ordem, a frequência natural deve ser a mais alta possível. A Tab. 3.2 mostra algumas valores mínimos destas frequências em relação a frequência de operação. Para sistemas de segunda ordem, o fator de amortecimento ζ mais utilizado e desejável está entre 0,6 e 0,7.

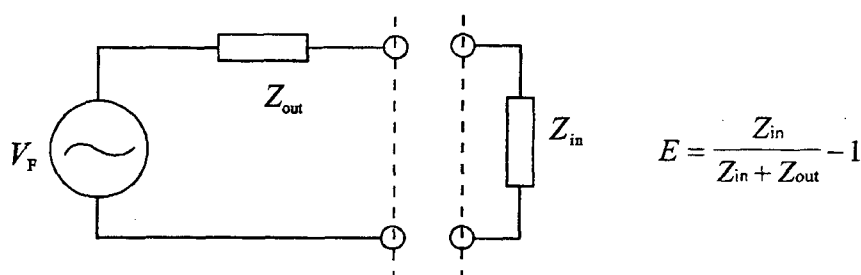
Tab. 3.2 - Valores Mínimos das Frequências de Corte e Natural em Relação a Frequência de Operação

	Erro Obtido	
	1 %	0,1 %
Sistema de 1ª ordem	$7 \cdot f$	$22 \cdot f$
Sistema de 2ª ordem ($\zeta = 0,6$)	$5 \cdot f$	$17 \cdot f$

Como amplificadores possuem valores de frequência de corte da ordem de centenas de quilohertz a megahertz (NATIONAL, 1993; HOTTINGER BALDWIN MESSTECHNIK GMBH, 1992), em geral as relações mostradas não serão significativas para aplicações comuns em engenharia mecânica.

b) Relações de impedâncias:

A análise da relação de impedâncias pode ser feita através dos modelos elétricos equivalentes mostrados nas Figs. 2.7, 2.8, 2.9 e 2.10. Em geral, a transmissão do sinal é feita em tensão, assim o desejável será que os módulos de condicionamento de sinal possuam alta impedância de entrada e baixa impedância de saída. O erro devido a relação de impedâncias é mostrado na Fig. 3.2.



V_F - tensão da fonte

Z_{out} - impedância de saída da fonte

Z_{in} - impedância de entrada do condicionador

E - erro de medição relativo

Fig. 3.2 - Erro devido a Relação de Impedâncias

O erro de relação de impedâncias indicado na Fig. 3.2, para sinais dinâmicos, está relacionado a uma combinação de erros em fase e amplitude. Para o cálculo em separado dos erros em fase e amplitude podem empregadas as Eqs. 3.6 e 3.7 respectivamente.

$$\Delta\phi = \arctan \left(\frac{\text{Im} \left(\frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_{out}} \right)}{\text{Re} \left(\frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_{out}} \right)} \right) \quad (3.6)$$

$\Delta\phi$ - mudança de fase.

$$E = \left| \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_{out}} \right| - 1 \quad (3.7)$$

A Tab. 3.3 mostra alguns erros devido a relação de impedâncias nas ligações de amplificadores, cabos e multiplexadores a outros condicionadores de sinais para sinais DC. Nesta foram desconsiderados todos os demais erros.

A Tab. 3.3 mostra que a relação de impedâncias é significativa no caso de amplificadores. A resistência dos cabos, em geral, não será crítica, bastando aumentar o diâmetro da seção. No caso de multiplexadores, a resistência do chaveamento para chaves relés, em geral, não será crítica, porém para chave semicondutora a alta resistência de chaveamento poderá causar erros consideráveis.

No uso de tensão alternada, as capacitâncias e indutâncias passam a ter influência nos resultados, ocorrendo queda de impedância em amplificadores e formação de filtros passa-baixa em cabos e multiplexadores.

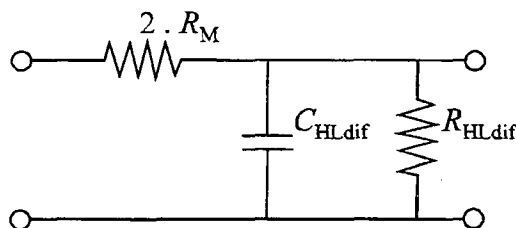
Tab. 3.3 - Erros devido a Relação de Impedâncias no Uso de Tensão Contínua em Amplificadores, Cabos e Multiplexadores

		Erro (%)	
Módulo anterior ao Amplificador	Dados do Módulo	Impedância do amplificador	
		$Z_{in} = 100$ k Ω	$Z_{in} = 100$ G Ω
pré-amplificador	$Z_{out} = 3 \Omega$	0,003 %	$3 \cdot 10^{-9} \%$
	$Z_{out} = 300 \Omega$	0,3 %	$3 \cdot 10^{-7} \%$
cabo (500 m)	$0,08 \text{ mm}^2$ (AWG 28) $R_{HL} = 23 \text{ M}\Omega \cdot \text{km}$	0,2 %	$2 \cdot 10^{-8} \%$
	$0,8 \text{ mm}^2$ (AWG 18) $R_{HL} = 5 \text{ G}\Omega \cdot \text{km}$	0,02%	$2 \cdot 10^{-7} \%$
multiplexador chave relé	$R_M = 0,2 \Omega$ $R_{HL} = 10^{12} \Omega$	$4 \cdot 10^{-4} \%$	$4 \cdot 10^{-10} \%$
	$R_M = 100 \Omega$ $R_{HL} = 10^9 \Omega$	0,2 %	$2 \cdot 10^{-7} \%$
multiplexador chave semicondutora	$R_M = 750 \Omega$ $R_{HL} = 10^8 \Omega$	1,5 %	$1,5 \cdot 10^{-6} \%$
	$R_M = 3100 \Omega$ $R_{HL} = 10^{11} \Omega$	6 %	$6 \cdot 10^{-6} \%$

Nota - No caso de cabos e multiplexadores, a resistência do transdutor foi considerada nula. Foram considerados multiplexadores com dez canais.

No caso de multiplexadores de chave semicondutora, onde existe alta resistência de chaveamento, numa consideração a favor da segurança, propõe-se colocar a resistência de chaveamento antes da capacitância entre *high* e *low* para avaliação da formação de filtro passa-baixa, conforme a Fig. 3.3. A mesma consideração seria válida para chaves do tipo

relé, já que o fabricante que apresenta o modelo ilustrado na Fig. 2.9 somente fabrica chaves relés com baixa resistência de chaveamento (ordem de ohm)(KEITHLEY, 1987).



R_M - resistência de chaveamento do multiplexador

C_{HLdif} - capacitância total entre *high* e *low*

R_{HLdif} - resistência total entre *high* e *low*

Fig. 3.3 - Considerações na Modelagem de Multiplexadores de Chave Semicondutora

A Tab. 3.4 mostra os erros na amplitude devidos a relação de impedância para algumas frequências em amplificadores, cabos e multiplexadores. Nesta pode ser notado que os erros aumentam fortemente com a frequência. É notado que as capacitâncias dos módulos são parâmetros altamente significativos no uso de tensão alternada. Neste caso, o aumento da seção dos cabos não colabora significativamente devido ao aumento da capacitância destes. A capacitância dos cabos e multiplexadores torna-se crítica com o aumento da resistência do transdutor. Para minimizar este efeito de formação de filtro passa-baixa, devem ser empregados transdutores com baixa impedância.

c) Erros devido a correntes e tensões de *off-set* e ruídos:

Tensões de *off-set* e ruídos em tensão em amplificadores e multiplexadores, sendo da ordem de microvolt a milivolt, serão significativos se o sinal a medir for de baixo nível, o que ocorrerá antes da amplificação. Após a amplificação, como o sinal será da ordem de volt, estas não idealidades poderão ser significativas apenas para valores iniciais da faixa de medição e para detecção de pequenas variações da grandeza a medir.

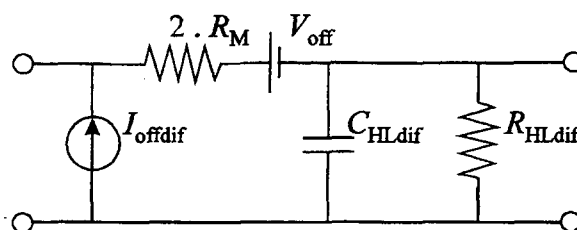
A corrente de fuga em multiplexadores e amplificadores está na ordem de picoampère a nanoampère. Assim, combinada com uma resistência da ordem de quiloohm, gerará erros da ordem de nanovolt a microvolt, podendo ser significativa se o chaveamento for feito antes da amplificação.

Tab. 3.4 - Erros na Amplitude devido a Relações de Impedância no Uso de Tensão Alternada em Amplificadores, Cabos e Multiplexadores

			Erro (%)	
Módulo	Dados do Módulo	Resistência do Transdutor	Frequência	
			1 kHz	10 kHz
Amplificador	$R_{in} = 100 \text{ k}\Omega$ $C_{in} = 220 \text{ pF}$	1 Ω	0,001	0,001
		1 k Ω	1	1
	$R_{in} = 100 \text{ G}\Omega$ $C_{in} = 20 \text{ pF}$	1 Ω	$1 \cdot 10^{-9}$	$1 \cdot 10^{-7}$
		1 k Ω	$2 \cdot 10^{-6}$	$8 \cdot 10^{-5}$
multiplexador chave relé	$R_M = 0,2 \text{ }\Omega$; $C_{HL} = 100 \text{ pF}$ $R_{HL} = 10^{12} \text{ }\Omega$	1 Ω	$5 \cdot 10^{-9}$	$4 \cdot 10^{-7}$
		1 k Ω	0,002	0,2
	$R_M = 100 \text{ }\Omega$; $C_{HL} = 150 \text{ pF}$ $R_{HL} = 10^9 \text{ }\Omega$	1 Ω	$4 \cdot 10^{-4}$	$2 \cdot 10^{-2}$
		1 k Ω	0,008	0,6
multiplexador chave semicondutora	$R_M = 750 \text{ }\Omega$; $C_{HL} = 25 \text{ pF}$ $R_{HL} = 10^{11} \text{ }\Omega$	1 Ω	$3 \cdot 10^{-4}$	0,03
		1 k Ω	$8 \cdot 10^{-4}$	0,08
	$R_M = 3100 \text{ }\Omega$; $C_{HL} = 200 \text{ pF}$ $R_{HL} = 10^8 \text{ }\Omega$	1 Ω	0,4	2
		1 k Ω	0,5	2,5
cabos	0,08 mm ² (AWG 28) 500 m	1 Ω	0,1	9
		1 k Ω	3	60
	0,8 mm ² (AWG 18) 500 m	1 Ω	0,007	0,7
		1 k Ω	11	80

Nota - No caso de cabos e multiplexadores, considerou-se que estes estão conectando o transdutor a um amplificador ideal com impedância de entrada infinita. Os erros calculados são referidos somente a amplitude do sinal. Foram considerados multiplexadores com dez canais.

Em relação ao modelo para multiplexadores de chave relé, mostrado na Fig. 2.9, para que este possa também ser empregado em chave semicondutora propõe-se a simples substituição da tensão termoelétrica pela tensão de *off-set*. A corrente de fuga pode ser posicionada antes da resistência de chaveamento, conforme Fig. 3.4, uma vez que o efeito da combinação destas já estaria considerado na tensão de *off-set*. Esta proposta baseia-se na analogia ao tratamento convencional de incertezas em transdutores



V_{off} - tensão de *off-set*

I_{offdif} - corrente de *off-set*

Fig. 3.4 - Modelo Elétrico Equivalente para Multiplexadores de Chave Semicondutora

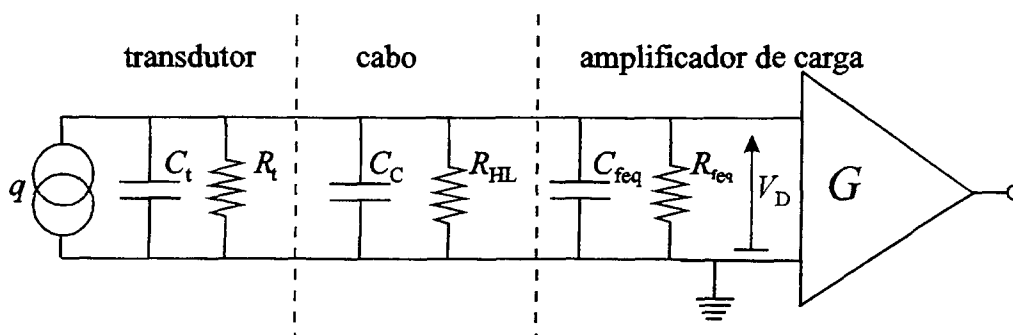
Se existir simetria em relação aos terminais *high* e *low* no chaveamento e na transmissão dos sinais, erros devido a tensões de contato, tensões e correntes de *off-set* podem ser minimizados. Para um modelo de chave relé, a tensão de *off-set* com chaveamento simples é de 100 μV , enquanto que com chaveamento duplo é de 50 μV (NATIONAL, 1993). Para condicionadores de sinais de um fabricante, a corrente de *off-set* é de 100 pA a 15 nA, enquanto que a corrente de bias (referida somente a um terminal) é de 150 pA a 25 nA (NATIONAL, 1993).

3.1.2 Transdutores Piezoelétricos

A análise de erros para o sistema de aquisição para transdutores piezoelétricos pode ser subdividida separando estes transdutores pelo circuito utilizado na aquisição do sinal:

a) transdutores piezoelétricos convencionais com amplificador de carga:

Como neste caso o sinal é transmitido no domínio da carga, a análise de erros torna-se mais complexa que para os demais transdutores. Para simplificar a análise, fez-se uso do teorema de Miller (MALVINO, 1987) para se obter o modelo elétrico equivalente em amplificadores com realimentação capacitiva. Procedimento análogo é aplicado à resistência de realimentação do amplificador de carga. Assim, a resistência e a capacitância de realimentação são reposicionadas em um modelo elétrico equivalente mostrado na Fig. 3.5.



q - carga elétrica proporcional à grandeza a medir

V_D - tensão diferencial

C_t - capacitância do transdutor

R_t - resistência do transdutor

C_c - capacitância do cabo

R_{HL} - resistência do isolamento

C_{feq} - capacitância de realimentação equivalente

R_{feq} - resistência de realimentação equivalente

Fig. 3.5 - Modelo Elétrico Equivalente de um Amplificador de Carga Utilizando o Teorema de Miller

Neste caso:

$$C_{feq} = C_f \cdot G \quad (3.8)$$

$$R_{feq} = \frac{R_f}{G}$$

$$C_{eq} = C_t + C_c + C_{feq}$$

$$R_{eq} = R_{feq} // R_t // R_{HL}$$

onde:

C_{eq} - capacitância equivalente;

R_{eq} - resistência equivalente.

A partir do modelo elétrico equivalente é feita a análise de erros que foi subdividida nos seguintes aspectos:

a.1) Análise geral:

No modelo mostrado na Fig. 3.5, realiza-se uma análise de malhas (Fig. 3.6).

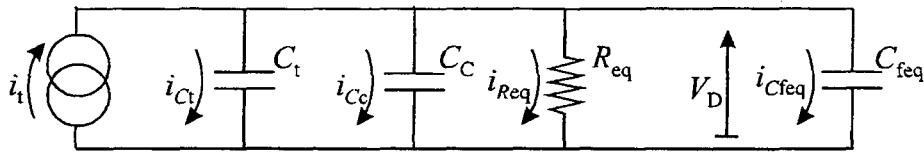


Fig. 3.6 - Análise Nodal no Amplificador de Carga

obtém-se a equação geral:

$$\frac{dq}{dt} - C_{feq} \frac{dV_D}{dt} - C_t \frac{dV_D}{dt} - C_C \frac{dV_D}{dt} - \frac{V_D}{R_{eq}} = 0 \quad (3.9)$$

onde:

$$q = S_q \cdot a \quad (3.10)$$

onde a é o valor da grandeza sendo medida (ex.: aceleração, pressão),
e normalmente:

$$a = A \cdot \text{sen } \omega t \quad (3.11)$$

onde:

A - constante de proporcionalidade

ω - frequência angular da grandeza a medir

Substituindo as Eqs. 3.10 e 3.11 na Eq. 3.9, obtém-se uma equação diferencial de primeira ordem, cuja solução será:

$$V_D = \frac{K_2 \cdot e^{K_1 t} \cdot (K_1 \cdot \cos \omega t + \omega \cdot \text{sen } \omega t)}{e^{K_1 t} \cdot (K_1^2 + \omega^2)} + \frac{C}{e^{K_1 t}}$$

onde:

$$K_1 = \frac{1}{R_f \cdot C_f}$$

$$K_2 = \frac{\omega \cdot S_q \cdot A}{C_f}$$

C - Constante de integração

Aplicando a condição inicial, desconsiderando a resposta transitória:

$$\text{para } t = 0 \quad \rightarrow V_D = 0$$

$$V_D = \frac{A \cdot S_q \cdot \omega \cdot \left(\frac{\cos \omega t}{R_{feq} \cdot C_{feq}} + \omega \cdot \sin \omega t \right)}{\left(\left(\frac{1}{R_{feq} \cdot C_{feq}} \right)^2 + \omega^2 \right) \cdot C_{eq}} \quad (3.12)$$

idealmente, sem as não idealidades, V_D deveria ser:

$$V_D = \frac{S_q \cdot A \cdot \sin \omega t}{C_{feq}} \quad (3.13)$$

A Eq. 3.12 se aproxima da idealidade quando:

$$\begin{aligned} C_{feq} &\gg C_c + C_t \\ R_{feq} &\ll R_{HL} // R_t \\ \omega &\gg \frac{1}{R_f \cdot C_f} \end{aligned} \quad (3.14)$$

A Tab. 3.5 mostra algumas valores dos parâmetros da Eq. 3.14 para comparação.

Tab. 3.5 - Faixa de Valores de Parâmetros em Medições com Amplificador de Carga

Parâmetro	Consideração	Faixa de Valores
$1/(R_f \cdot C_f)$	$R_f = 10^{10} \Omega; C_f = 10 \text{ pF} \dots 10 \text{ nF}$	$0,01 \dots 10 \text{ s}$
	$R_f = 10^{14} \Omega; C_f = 10 \text{ pF} \dots 10 \text{ nF}$	$10^{-3} \dots 10^{-6}$
ω	$f = 1 \mu\text{Hz} \dots 1 \text{ kHz}$	$6 \cdot 10^{-6} \dots 6 \cdot 10^{-3} \text{ Hz}$
C_c	comp. do cabo = $10 \dots 500 \text{ m}$	$2,4 \cdot 10^{-9} \dots 800 \text{ nF}$
C_{feq}	$C_f = 10 \text{ pF}; G = 10^4 \dots 10^8$	$100 \text{ nF} \dots 1 \text{ mF}$
	$C_f = 10 \text{ nF}; G = 10^4 \dots 10^8$	$100 \mu\text{F} \dots 1 \text{ F}$

A partir dos valores mostrados na Tab. 3.5 conclui-se que para baixas frequências, a constante de tempo $R_f \cdot C_f$ do amplificador deve ser verificada. A capacitância equivalente do amplificador de carga deverá ser verificada principalmente para grandes comprimentos

de cabos e altas frequências de operação onde ocorre queda significativa do ganho em amplificadores operacionais.

Na saída do amplificador de carga e na sua conexão com outros instrumentos, como o sinal já está quantificado em tensão, aplica-se a análise mostrada no item 3.1.1.

Se a resistência do isolamento do cabo ou do transdutor for muito baixa, na ordem de megaohm, esta será significativa em relação à resistência equivalente de realimentação do amplificador de carga R_{feq} , em condições de baixo ganho e alta resistência de realimentação.

Transdutores piezoelétricos convencionais para medição de força e pressão possuem incertezas de medição em torno de 0,5 a 1% (KISTLER, 1986). A incerteza de medição para acelerômetros, geralmente, é de 2%, tanto para os convencionais quanto para os com amplificadores acoplados. Amplificadores de carga comerciais possuem incertezas de 0,5 a 1 % (KISTLER, 1986 e 1990; BRUEL & KJAER, 199-).

a.2) Análise da influência da resistência do cabo:

Para analisar a influência da resistência do cabo, considera-se esta no modelo equivalente (Fig. 3.7), desconsiderando aspectos menos significativos mostrados na Fig. 3.5. Desconsiderou-se as resistências do transdutor e do isolamento do cabo e posicionou-se a resistência do cabo entre o transdutor e o amplificador de carga.

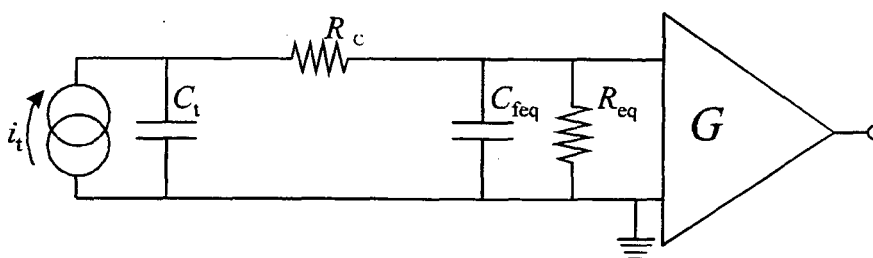


Fig. 3.7 - Análise da Influência da Resistência do Cabo

Na Fig. 3.7, como:

$$C_{feq} \gg C_t$$

é notável que a resistência do cabo não terá influência se:

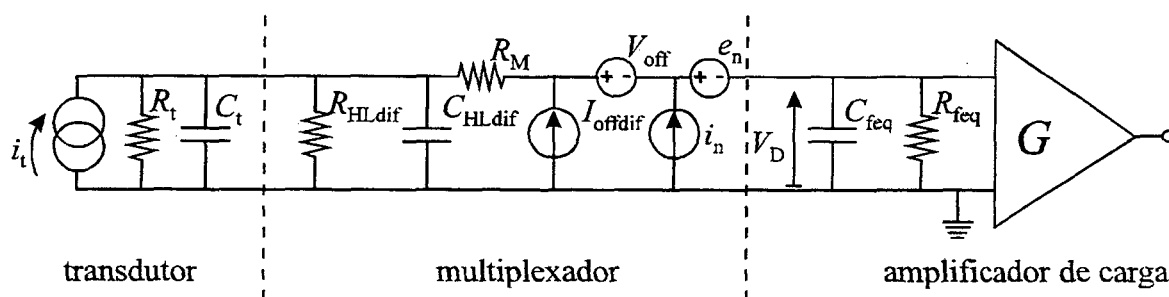
$$R_c \ll X_{C_t} \quad (3.15)$$

X_{C_t} - impedância relativa a capacitância do transdutor.

Sendo as capacitâncias dos transdutores da ordem de picofaraday e as frequências envolvidas da ordem de alguns quilohertz, as impedâncias dos transdutores serão da ordem de centenas de quiloohm ou gigaohm. Assim, as resistências dos cabos terão influência irrelevante.

a.3) Análise da multiplexação:

Como a multiplexação não é prática comum em transdutores piezoelétricos convencionais, atenção especial deve ser dada na análise. O modelo elétrico do multiplexador é inserido entre o transdutor e o amplificador de carga (Fig. 3.8).



i_n - ruído em corrente

e_n - ruído em tensão

Fig. 3.8 - Análise da Multiplexação em Transdutores Piezoelétricos Convencionais com Amplificadores de Carga

O efeito da capacitância e resistência entre *high* e *low* pode ser feito de forma análoga a da capacitância dos cabos (item a.1). Desta forma, para que estas não sejam significativas, é necessário que:

$$C_{feq} \gg C_{HL}$$

$$R_{feq} \ll R_{HL}$$

O efeito da resistência do chaveamento é feito de forma semelhante ao item a.2. Desta forma, é necessário que:

$$R_M \ll X_{C_i} \quad (3.16)$$

Para chaves semicondutoras, com resistência de chaveamento da ordem de quiloohm, esta pode ser significativa, tornando-se inviável a multiplexação com estas.

As correntes de *off-set* gerarão tensões contínuas, e que portanto, estas e as tensões de *off-set* não afetarão o desenvolvimento da Eq. 3.9. Porém para os ruídos em tensão, apresenta-se uma análise para avaliação destes efeitos.

Idealmente:

$$V_D = \frac{q}{C_{feq}}$$

Se $dq/dt = 0$, considerando somente e_n , V_D pode ser calculado por divisor de tensão:

$$V_D = \bar{e}_n \cdot \frac{X_{C_{feq}}}{X_{C_{feq}} + X_{C_i}}$$

$$V_D = \frac{\bar{e}_n}{1 + \frac{C_{feq}}{C_i}}$$

Assim e_n não terá influência se:

$$\frac{q}{C_{feq}} = \frac{\bar{e}_n}{1 + \frac{C_{feq}}{C_i}}$$

E sendo $C_{feq} \gg C_i$ obtém-se a relação indicada na Eq. 3.17, a qual determina a condição necessária para que o ruído em tensão não seja significativo.

$$\frac{q}{C_i} \gg \bar{e}_n \quad (3.17)$$

Sendo q da ordem de picocoulombs e C_i da ordem de picofaradays, q/C_i será da ordem de volt. Portanto, o ruído em tensão, se for na ordem de nanovolt por raiz quadrada de Hertz, não será significativo.

No caso do ruído em corrente i_n , considera-se que este não terá influência se o ruído em tensão gerado pela combinação do ruído em corrente com a impedância de entrada do amplificador de carga for muito menor que tensão gerada pela carga elétrica do transdutor sobre a capacitância de realimentação equivalente. Portanto, se ocorrer:

$$\frac{q}{C_{feq}} \gg \left| \bar{i}_n \cdot (X_{Cfeq} // R_{feq}) \right|$$

ou seja:

$$q \gg \left| \bar{i}_n \cdot \frac{C_f \cdot R_f}{1 + C_f \cdot R_f \cdot \omega \cdot j} \right|$$

que desenvolvendo-se obtém a relação indicada na Eq. 3.18.

$$q \gg \bar{i}_n \cdot \frac{C_f \cdot R_f}{\sqrt{1 + (C_f \cdot R_f \cdot \omega)^2}} \quad (3.18)$$

O ruído em corrente, sendo aleatório, necessita ser analisado segundo a sua distribuição densidade de potência. Assim, a Eq. 3.18 obterá a seguinte forma:

$$q \gg \sqrt{\int_{f_{\min}}^{f_{\max}} \bar{i}_n^2 \cdot \frac{(C_f \cdot R_f)^2}{1 + (C_f \cdot R_f \cdot \omega)^2} df} \quad (3.19)$$

que para i_n constante na largura de banda em análise:

$$q \gg \sqrt{\frac{\bar{i}_n^2 \cdot R_f \cdot C_f}{2 \cdot \pi} \cdot (\arctan(R_f \cdot C_f \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{\max}) - \arctan(R_f \cdot C_f \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{\min}))}$$

para $f_{\min} = 0$:

$$q \gg \sqrt{\frac{i_n^2 \cdot R_f \cdot C_f}{2 \cdot \pi}} \cdot \arctan(R_f \cdot C_f \cdot 2 \cdot \pi \cdot B) \quad (3.20)$$

B - largura de banda

O não fornecimento da especificação do ruído em corrente por fabricantes de multiplexadores dificulta comparações. Para CI's e alguns condicionadores está na ordem de femptoampère por raiz quadrada de Hertz (BURR-BROWN, 1990). A Tab. 3.6 mostra alguns de valores de cargas geradas, calculadas com a Eq. 3.20 devido ao ruído em corrente com parâmetros de amplificadores de carga. Nesta é visto que o ruído em corrente é um parâmetro que pode ser significativo na multiplexação de transdutores piezoelétricos convencionais. No entanto, como a maior parte deste erro ocorrerá para a banda de baixa frequência do ruído, os erros poderão ser minimizados com o emprego de filtros passa-baixa adequados.

Tab. 3.6 - Erros devido ao Ruído em Corrente em Transdutores Piezoelétricos com Amplificadores de Carga

Dados do Amplificador	Carga gerada pelo ruído em corrente (pC)
$C_f = 10 \text{ pF}$	0,015 ... 1,5
$C_f = 10 \text{ nF}$	0,5 ... 50

Nota - A análise considerou R_f de 10^{10} a $10^{14} \Omega$, bandas passantes de 0 a 50 kHz e ruído em corrente de 100 fA / $\sqrt{\text{Hz}}$.

b) transdutores piezoelétricos convencionais com amplificador de tensão:

Na análise de erros será usado o modelo elétrico equivalente do transdutor piezoelétrico convencional como fonte de tensão (Fig. 2.2). Neste a tensão V será dada por:

$$V = \frac{q}{C_t + C_c} \quad (3.21)$$

É visto na Eq. 3.21 que a capacitância dos cabos, sendo da mesma ordem de grandeza da capacitância dos transdutores, será fator fortemente influente na sensibilidade.

Desta forma, se o transdutor não for calibrado juntamente com o comprimento de cabo a ser utilizado, deve ser feita correção.

Deverá ser analisada a relação de impedância dos transdutores com o amplificador de tensão. Se for realizada multiplexação, a capacitância entre *high* e *low* do multiplexador, afetará a sensibilidade, ficando esta provavelmente na forma:

$$S_V = \frac{S_q}{C_t + C_C + C_{HLdif}} \quad (3.22)$$

S_V - sensibilidade em tensão do transdutor;

S_q - sensibilidade em carga do transdutor.

Sendo C_{HLdif} da mesma ordem de grandeza de C_t e C_C e de difícil determinação com segurança, a multiplexação pode ser inviável neste caso.

c) transdutores piezoelétricos com amplificadores acoplados:

Estes podem ser analisados como transmissores em tensão (item 3.1.8).

3.1.3 Circuitos de Ponte de Wheatstone

A análise de erros em circuitos de Ponte de Wheatstone (PW) pode ser feita obtendo-se o circuito equivalente de Thévenin da PW em relação à saída da ponte e aos terminais de alimentação (Fig. 3.9). No entanto, como diversas configurações podem ser empregadas, o modelo necessariamente terá que ser refeito para cada caso.

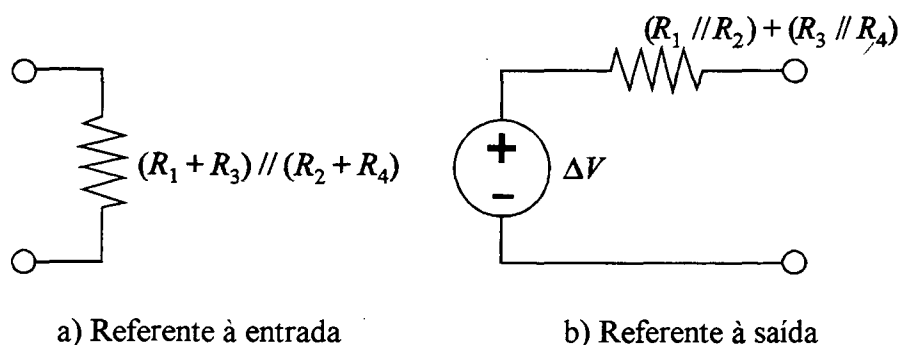


Fig. 3.9 - Circuito Equivalente de Thévenin para um Circuito de Ponte de Wheatstone
Empregando Extensômetros de Resistência

A análise de erros foi subdividida nos seguintes aspectos:

a) Incertezas de medição dos módulos:

Para transdutores extensométricos, os valores das incertezas dos módulos são mostrados na Tab. 3.1. Em especial, para extensômetros de resistência (ER's), o fator k usualmente possui incerteza entre 0,5 a 1 % (HOFFMANN, 1989) e a resistência possui incerteza entre 0,3 a 0,5 % (HOTTINGER BALDWIN MESSTECHNIK GMBH, 1992).

Para transdutores indutivos de meia ponte, a incerteza de medição está entre 0,15 a 0,7 % (TRIETLEY, 1986; OMEGA, 1990; HOTTINGER BALDWIN MESSTECHNIK GMBH, 1992). Condicionadores de sinais para transdutores indutivos de meia ponte usualmente possuem incertezas de medição entre 0,01 a 1 % (HOTTINGER BALDWIN MESSTECHNIK GMBH, 1992).

b) Influência da impedância da PW:

A partir da Fig. 3.9 pode ser notada que a análise de relações de impedâncias necessita ser realizada em duas etapas bem definidas: fonte-PW e PW-amplificador. Se a impedância de entrada da PW for baixa, a relação de impedâncias será significativa na etapa fonte-PW se a fonte tiver impedâncias na ordem de miliohm a ohm.

Se a impedância de saída da PW for muito alta, será significativa na etapa PW-amplificador. Isto ocorrerá principalmente no uso de ER's semicondutores (ordem de quiloohm), transdutores indutivos (ordem de quiloohm) e amplificadores de baixa impedância de saída (ordem de centenas de quiloohm).

c) Influência da resistência dos cabos:

A resistência dos cabos será significativa especialmente na configuração de um quarto de ponte com o ER ativo distante do restante da PW. A resistência dos cabos será, parcialmente, compensada no momento da zeragem, porém existirão variações posteriores devidos à temperatura. Por exemplo, para uma PW com ER's de $120\ \Omega$, fator k igual a 2,0, com ER distante 10 m do restante da ponte, ligado com cabo de $0,08\ \text{mm}^2$, uma variação de temperatura de 1 K provocará um erro de $13\ \mu\text{m/m}$.

Através da medição a três fios (Fig. 2.19) ocorrerá compensação da influência da temperatura, porém se forem muito longos os cabos de ligação, haverá mudança na sensibilidade da PW. O erro relativo à resistência dos cabos será dado pela Eq. 3.23:

$$E = \frac{R_c}{R} \quad (3.23)$$

Assim, por exemplo, utilizando os dados do parágrafo anterior, para ocorrer um erro de 1 %, bastará que o ER ativo, esteja distante da PW apenas 5 m. Para diminuir este erro pode ser utilizado ER de maior resistência, aumentada a seção dos fios ou utilizada realimentação (Fig. 2.20).

d) Influência da indutância mútua dos cabos de ligação:

Conforme visto no item 3.1.1 a indutância própria dos fios não é relevante. Porém existirá, em alguns casos, o efeito da indutância mútua entre cabos próximos. A Fig. 3.10 mostra um exemplo em que isto pode ocorrer, um circuito de meia ponte distante de seu complemento.

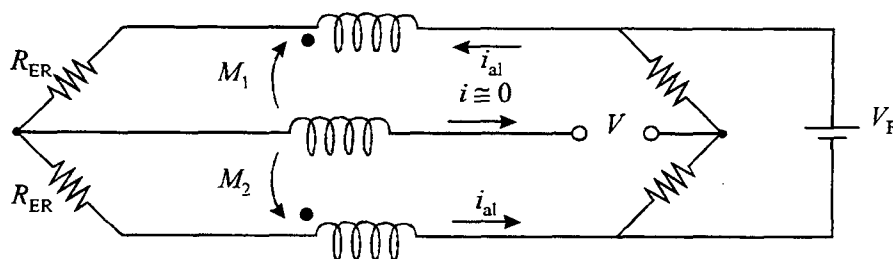


Fig. 3.10 - Análise da Influência da Indutância Mútua

A tensão induzida em um cabo por uma corrente alternada circulando em um cabo vizinho é dada por:

$$V = M \cdot \frac{di}{dt} \quad (3.24)$$

M - indutância mútua entre os cabos

No caso da Fig. 3.10, a corrente de alimentação i_{al} induzirá no cabo de saída da ponte tensões parasitas através das indutâncias mútuas M_1 e M_2 . Se estas indutâncias forem iguais, os efeitos se anularão mutuamente porém, se existir diferença significativa, haverá uma tensão resultante sobre o amplificador que será erroneamente atribuída à grandeza a medir.

Através de equações empíricas e dados fornecidos por fabricantes é possível calcular que as indutâncias mútuas estão na ordem de microhenry por metro. Se a diferença entre estas estiver na ordem de microhenry por metro (FUROKAWA, 19--), para o circuito da Fig. 3.10, a tensão resultante sobre o amplificador será da ordem de microvolt, o que resulta em erros da ordem de micrometro por metro.

Como a indutância mútua depende do espaçamento interaxial entre condutores (FUROKAWA, 19--), uma solução para diminuir seu efeito é manter a simetria entre os fio, fazendo-os passar pelo mesmo cabo.

e) Análise da multiplexação:

A multiplexação em circuitos de PW pode ser realizada de 3 formas:

- na alimentação;
- na saída da ponte;
- no meio da ponte.

Para analisar a viabilidade de cada uma destas apresenta-se um estudo em separado:

e.1) Chaveamento na alimentação:

Neste caso, a resistência da chave se tornará crítica. O uso de chave semicondutora (750 a 3100 Ω) fica inviável, sendo necessário usar chave relé de baixa resistência.

As tensões e correntes de *off-set*, tendo seus efeitos sobrepostos à tensão de alimentação, serão desprezíveis.

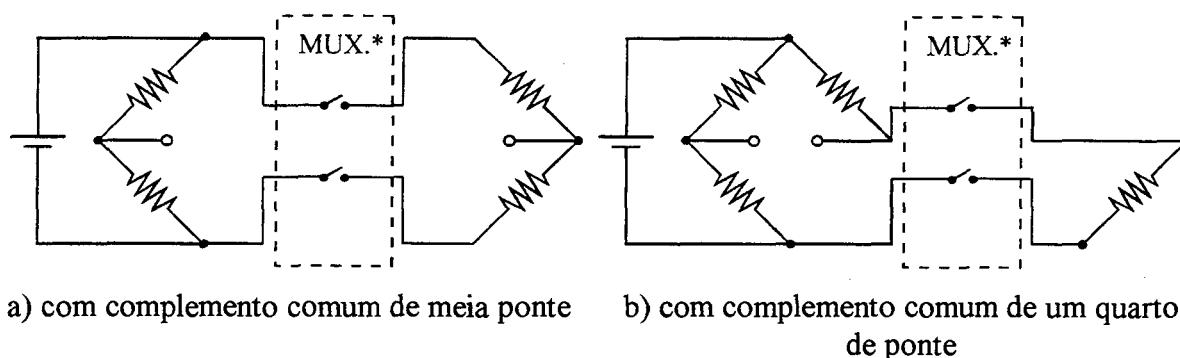
No uso de tensão alternada, a capacitância entre *high* e *low* do multiplexador não formará um filtro passa-baixa significativo devido à baixa resistência da fonte.

e.2) Chaveamento no meio da ponte:

A multiplexação no meio da ponte pode ser realizada de duas formas (Fig. 3.11):

- com complemento comum de meia ponte;

- com complemento comum de um quarto de ponte.



* MUX - Multiplexador

Fig. 3.11 - Chaveamento no Meio da Ponte

Em ambos casos deverão ser usadas chaves com baixos valores de resistência para evitar mudanças na sensibilidade da PW. O uso de chave semicondutora fica inviável, a menos que sejam empregados circuitos ativos, como o de Kreuzer, que utiliza realimentação (Fig. 2.20).

Do ponto de vista da simetria, o uso de complemento comum de meia ponte com chaveamento duplo é mais viável. A tensão de *off-set* diferencial (ordem de microvolt) será compensada na zeragem. Uma corrente de *off-set* de 10 nA, combinada com uma resistência de um extensômetro de 700 Ω , empregando-se configuração de um quarto de ponte com tensão de alimentação de 5 V, gerará erros de 3 $\mu\text{m/m}$, sendo significativa. O maior problema está nas variações aleatórias desiguais, normalmente de ordem desconhecida, das resistências e tensões de *off-set* das chaves.

No uso de complemento comum de um quarto de ponte ocorrem os mesmos problemas devido a variações desiguais das resistências e tensões de *off-set* das chaves. Neste caso torna-se mais difícil a zeragem da PW, com conseqüente aumento da não-linearidade.

e.3) Chaveamento na saída da ponte:

A resistência da chave deixa de ser crítica, exceto no uso de condicionadores de baixa impedância de entrada. As tensões de *off-set* estarão sobrepostas ao sinal de saída, podendo ocasionar erros. Para tensões de *off-set* de 3 a 25 μV , em ER's de fator k igual a 2, tensão de alimentação de 5 V, os erros serão de 1 a 10 $\mu\text{m/m}$. Estas tensões poderão ser compensadas na zeragem, tendo efeito apenas as suas variações. No uso de tensão

alternada, a capacitância do multiplexador combinada com a resistência equivalente de saída da ponte formará um filtro passa-baixa, que neste caso deverá ser verificado.

Outro problema devido à multiplexação será o *cross-talk*. Este ocorrerá no caso alimentação com tensão alternada ou em medição de fenômenos dinâmicos. Para avaliação deste efeito, supõe-se em um canal aberto a aplicação de uma tensão alternada de 2,5 mV (equivalente a uma deformação de 1000 $\mu\text{m/m}$, empregando os dados do parágrafo anterior), enquanto mede-se o sinal de saída em um canal adjacente fechado. Para multiplexadores do tipo chave relé (-20 a -80 dB (Tab. 2.5)), o erro será de 0,1 a 100 $\mu\text{m/m}$, e do tipo chave semicondutora (-20 a -100 dB (Tab. 2.5)), será de 0,01 a 100 $\mu\text{m/m}$. Se mais canais forem usados simultaneamente ocorrerá superposição de efeitos e aumento dos erros.

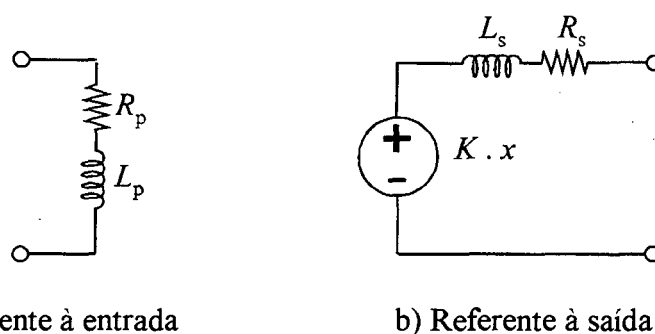
f) Tensões de Modo Comum:

Em circuitos de PW, a tensão de modo comum (ordem de volt) será muito maior que a tensão diferencial (ordem de microvolt). Aplicando as Eqs. 2.2 e 2.4 para os dados utilizados no parágrafo anterior, em amplificadores com razão de rejeição de modo comum (RRMC) de 50 a 120 dB (Tab. 2.5), os erros devido à RRMC serão de 1 a 3000 $\mu\text{m/m}$.

Portanto, a RRMC é crítica neste caso, devendo ser empregados amplificadores com alta RRMC. Deve ser observada especialmente em medições com tensão alternada, já que a RRMC piora significativamente com o aumento da frequência (HEWLETT-PACKARD, 1992 e 1994).

3.1.4 LVDT's

A análise de erros para LVDT's deverá considerar o circuito equivalente de Thévenin para estes (Fig. 3.12). O circuito equivalente deverá ser conhecido em relação aos terminais de alimentação e aos terminais de saída. No caso de ser utilizado demodulador passivo na aquisição, poder-se-á considerar, por simetria, apenas dois dos três terminais de saída.



R_p - resistência do primário
 L_p - indutância do primário
 R_s - resistência do secundário
 L_s - indutância do secundário
 K - sensibilidade do transdutor
 x - deslocamento linear

Fig. 3.12 - Circuito Elétrico Equivalente de Thévenin para LVDT's

LVDT's possuem incertezas de medição entre 0,1 a 0,5 % (SCHAEVITZ, 1989; SCHLUMBERGER, 1988). Condicionadores para LVDT's possuem incertezas entre 0,02 a 2 % (SCHLUMBERGER, 1988).

Uma análise de erros específica para LVDT's deverá considerar basicamente a relação de impedâncias. Esta análise terá que ser feita nas etapas: fonte-primário e secundário-amplificador.

A impedância do primário possui valores baixos (69 a 102 Ω) (SCHLUMBERGER, 1988; SCHAEVITZ, 1989), logo a resistência da fonte terá que ser baixa (ordem de miliohm). Igualmente, se for feita multiplexação, baixas resistências de chaveamento deverão ser utilizadas, não sendo possível o uso de chave semicondutora.

A impedância do secundário (cerca de 200 Ω) não será significativa ante a impedância de entrada da maioria dos demoduladores (ordem de megaohm). No entanto, existem amplificadores próprios para LVDT's com impedância de entrada de 10 k Ω (SCHLUMBERGER, 1988), resultando erros de 2 %. Os erros serão ainda maiores se consideradas resistências de cabos e chaves.

3.1.5 Medição de Resistência a Dois Fios e a Quatro Fios

A análise de erros na medição de resistência a dois fios e a quatro fios pode ser feita em duas etapas: fonte de corrente-transdutor e resistor-voltímetro. Esta análise foi dividida nos seguintes aspectos:

a) Incerteza dos módulos:

É possível a medição de variações de temperatura com termorresistores e termistores com erros de 0,001 K (TRIETLEY, 1986; OMEGA, 1990). A incerteza de ohmímetros para medições automatizadas está entre 0,001 a 0,05 % (HEWLETT-PACKARD, 1992 E 1994).

b) Relação de impedâncias:

Para medição de resistência a dois fios (Fig. 2.25), na etapa fonte de corrente-transdutor (Fig. 2.26) existirá o erro devido à resistência dos cabos de ligação e de chaves. Neste caso, não haverá necessidade de se considerar as impedâncias da fonte de corrente e do voltímetro, pois estes são calibrados como um instrumento único.

Já para medições a quatro fios, a resistência dos fios e chaves terá menor importância, porém a fonte de corrente impõe limitação na resistência de ligação entre esta e o resistor. A resistência máxima da ligação pode variar de 10 Ω a 20 k Ω , na faixa de medição de 30 a 100 Ω , em ohmímetros comerciais. Este aspecto torna-se relevante pois pode impedir a multiplexação com chaves de alta resistência.

A resistência entre *high* e *low* do cabo ou do multiplexador pode ser da ordem de megaohm, ou seja, na mesma ordem de grandeza que termistores em baixas temperaturas. Usando 500 m de cabo com resistência de isolamento de 23 M Ω .km em um termistor de 5.000 Ω , o erro será de 1,1 K na temperatura de -80 °C.

c) Tensão e corrente de *off-set* do multiplexador:

Os erros devido a tensões e correntes de *off-set* do multiplexador ocorrerão se o ohmímetro não possuir compensação automática de *off-sets*. Na medição a dois fios, se não houver compensação, a tensão de *off-set* e a corrente de *off-set* combinada com o resistor gerarão erros que podem ser calculados pelas Eqs. 3.25 e 3.26 respectivamente.

$$E = \frac{V_{\text{off}}}{I_F \cdot K} \quad (\text{K}) \quad (3.25)$$

K - sensibilidade do transdutor

I_F - corrente da fonte

$$E = \frac{I_{\text{off dif}} \cdot R}{I_F \cdot K} \quad (\text{K}) \quad (3.26)$$

R - resistência do transdutor

As Tabs. 3.7 e 3.8 mostram alguns erros devidos, respectivamente, a tensões e correntes de *off-set*, para um termorresistor Pt 100 e para um termistor 5.000 Ω . Nesta é verificado que estes dois parâmetros podem ser significativos, principalmente a corrente de *off-set* em termistores a baixas temperaturas.

Tab. 3.7 - Erros Devidos a Tensão de *Off-set* em Termorresistores e Termistores em Medição a Dois Fios

		Erro (K)			
		chave relé		chave semicondutora	
tipo de sensor	Corrente da fonte	$V_{\text{off}} = 1 \mu\text{V}$	$V_{\text{off}} = 1 \text{ mV}$	$V_{\text{off}} = 3 \mu\text{V}$	$V_{\text{off}} = 25 \mu\text{V}$
termorresistor	1 mA	0,003	2,5	0,008	0,06
termistor	-80°C 1 μA	$4 \cdot 10^{-6}$	0,004	$1 \cdot 10^{-5}$	$1 \cdot 10^{-4}$
	20°C 100 μA	$4 \cdot 10^{-5}$	0,04	$1 \cdot 10^{-4}$	0,001
	140°C 1 mA	$4 \cdot 10^{-4}$	0,4	0,001	0,01

Tab. 3.8 - Erros Devidos a Corrente de *Off-set* em Termorresistores e Termistores na Medição a Dois Fios

		Erro (K)			
		chave relé		chave semicondutora	
tipo de sensor	Corrente da fonte	$I_{\text{off}} = 1 \text{ pA}$	$I_{\text{off}} = 1 \text{ nA}$	$I_{\text{off}} = 50 \text{ pA}$	$I_{\text{off}} = 65 \text{ nA}$
termorresistor	1 mA	$2,7 \cdot 10^{-6}$	0,0027	$1,4 \cdot 10^{-4}$	0,18
termistor	-80°C 1 μA	0,01	11	0,6	800
	20°C 100 μA	$2,7 \cdot 10^{-6}$	0,0027	$1,2 \cdot 10^{-4}$	0,15
	140°C 1 mA	$4 \cdot 10^{-7}$	$4 \cdot 10^{-4}$	$2,2 \cdot 10^{-5}$	0,03

Nota - Foram considerados multiplexadores com 10 canais.

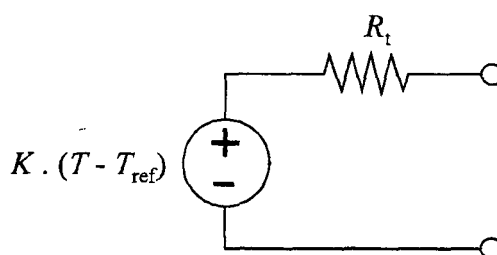
Em medições a quatro fios, se não houver compensação de *off-sets*, além dos calculados pelas Eqs. 3.25 e 3.26, existirá o erro da superposição da corrente de fuga com a

corrente da fonte de alimentação, calculado pela Eq. 3.27. Em casos onde a corrente da fonte de alimentação é baixa, por exemplo, em medição de baixas temperaturas com termistor (cerca de 1 μA), a corrente de *off-set*, na ordem de nanoampère será significativa.

$$E = \frac{I_{\text{offset}}}{I_F} \quad (3.27)$$

3.1.6 Termopares

Para termopares, o circuito elétrico equivalente está ilustrado na Fig. 3.13.



T - temperatura a medir

T_{ref} - temperatura de referência

Fig. 3.13 - Circuito Elétrico Equivalente para Termopares

A análise dos principais erros relacionados a termopares na cadeia de medição foi dividida nos seguintes aspectos:

a) Incerteza de medição dos módulos:

A incerteza de medição admissível para os termopares convencionais é mostrada na Tab. 2.3. Para os condicionadores de sinais, voltímetros convencionais usualmente possuem erros elevados para valores baixos da faixa de medição. Com nanovoltímetros são possíveis incertezas de medição de 0,005% para tensões na ordem de microvolt. Já com voltímetros de bancada convencionais as incertezas de medição estão na ordem de microvolt (HEWLETT-PACKARD, 1993), ou seja, na mesma ordem de grandeza que o sinal de saída dos termopares.

b) Relação de impedâncias:

Embora termopares tenham baixa resistência, se cabos longos de pequena seção transversal são empregados, a relação de impedâncias poderá ter influência. A Tab. 3.3, vista no item 3.1.1, ilustra este aspecto.

c) Tensões de *off-set* e de contato:

Tensões de *off-set* no chaveamento ou no condicionamento do sinal se tornam preocupantes ante a baixa sensibilidade dos termopares. A Tab. 3.9 ilustra alguns valores de erros decorrentes das tensões de *off-set* para termopares do tipo K e S.

Tab. 3.9 - Erros devido a Tensões de *Off-set* em Termopares

Módulo	Tensão de <i>Off-set</i>	termopar	
		tipo K	tipo S
Mux. - Chave Relé	1 μ V ... 25 mV	0,02 ... 25 K	0,014 ... 140 K
Mux. - Chave Semic.	3 μ V ... 25 μ V	0,08 ... 0,6 K	0,4 ... 3 K
Amplificador	5 μ V ... 10 mV	0,13 ... 260 K	0,7 ... 1400 K
Amplif. c/ A/D	3 μ V ... 3 mV	0,08 ... 80 K	0,4 ... 400 K

d) Correntes de *off-set*:

A Tab. 3.10 ilustra alguns erros devidos a corrente de *off-set* para termopares do tipo K e S. A partir desta conclui-se que sendo baixa a resistência dos termopares, a corrente de *off-set* poderá ter influência se esta for elevada ou se a resistência dos cabos for grande.

e) Junta fria de referência:

A junta fria para simular uma tensão termoelétrica de referência pode apresentar forma construtiva semelhante à ilustrada na Fig. 3.14.

O erro da junta fria de referência para um modelo encontrado é de 0,1 K (OMEGA, 1995), porém não foi fornecido nenhum valor da impedância do circuito. Se for utilizado termistor, conforme Fig. 2.28, o erro da medição da temperatura de referência poderá ser de 0,001 K (OMEGA, 1990).

Tab. 3.10 - Erros devido a Correntes de *Off-set* em Termopares

Módulo	Corrente de <i>Off-set</i>	erro (K)			
		termopar tipo S		termopar tipo K	
		10 m	500 m	10 m	500 m
Multiplexador	1 pA	$1,5 \cdot 10^{-5} \dots$ $2 \cdot 10^{-5}$	$5 \cdot 10^{-5} \dots$ $3 \cdot 10^{-4}$	$2,5 \cdot 10^{-6} \dots$ $4 \cdot 10^{-6}$	$8 \cdot 10^{-6} \dots$ $6 \cdot 10^{-5}$
Chave Relé	1 nA	0,05 ... 0,10	0,20 ... 1,5	$2,5 \cdot 10^{-4} \dots$ 0,004	0,008 ... 0,06
Multiplexador	50 pA	0,07 ... 0,10	0,20 ... 1,5	$1,3 \cdot 10^{-4} \dots$ $1,8 \cdot 10^{-4}$	$4 \cdot 10^{-4} \dots$ 0,003
Chave Semicondutora	65 nA	0,7 ... 1	2,0 ... 15	0,17 ... 0,24	0,5 ... 4

Nota - Nos cálculos utilizou-se cabos com comprimentos de 10 a 500 m, seções de $0,08 \text{ mm}^2$ (AWG 28) a $0,8 \text{ mm}^2$ (AWG 18) e resistência do transdutor igual a 10Ω . Foram considerados multiplexadores com dez canais.

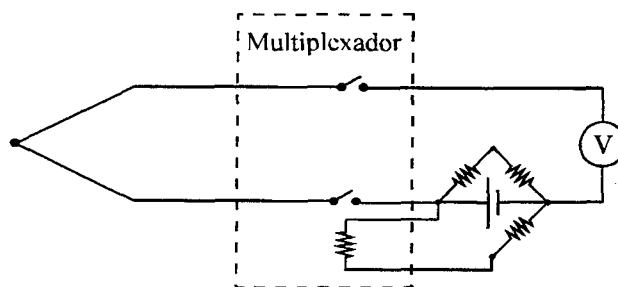
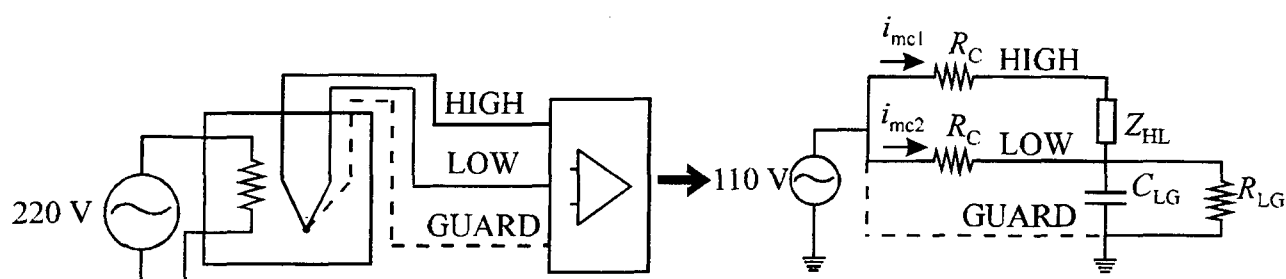


Fig. 3.14 - Junta Fria de Referência para Medições com Termopares

f) Tensões de modo comum:

Erros devido a tensões de modo comum poderão ocorrer, por exemplo, na medição de temperatura de um banho aquecido por resistências elétricas imersas. Para avaliação deste efeito, considera-se o exemplo mostrado na Fig. 3.15. Estando as resistências a 220 V, e o banho formando um divisor de tensão, considera-se que a tensão de modo comum esteja em torno de 110 V (PUTTEN, 1988).

Embora a tensão da rede seja alternada e a tensão do termopar seja contínua, a primeira possui ordem de grandeza muito maior. Para condicionadores, com RRMC de ruídos de 60 Hz, em medições DC, de 80 a 160 dB, o erro será de 0,002 a 280 K. A RRMC é maior utilizando o terminal *guard*.



i_{mc} - corrente de modo comum
 Z_{HL} - impedância entre *high* e *low*
 C_{LG} - capacitância entre *low* e *guard*
 R_{LG} - resistência entre *low* e *guard*

Fig. 3.15 - Exemplo de Influência da Tensão de Modo Comum

Na Fig. 3.15, devido a alta impedância do condicionador, a corrente i_{mc2} será muito maior que i_{mc1} , e estando combinada com a resistência R_C de cabos ou de chaves, haverá transformação da tensão de modo comum em diferencial, gerando grandes erros. Isto ocorrerá mesmo que o condicionador tenha alta RRMN se o terminal *guard* não for utilizado. No uso do terminal *guard*, a impedância e resistência entre *low* e *guard* diminuirá i_{mc2} . A porção da tensão de modo comum que será transformada em tensão diferencial pode ser calculada pela Eq. 3.28 (PUTTEN, 1988).

$$V_D = \frac{V_{MC} \cdot R_C}{Z_{LG}} \quad (3.28)$$

Z_{LG} - impedância entre *low* e *guard* (relativa à capacitância e à resistência entre *low* e *guard* em paralelo).

V_{MC} - tensão de modo comum.

Usando condicionadores com razão de rejeição de ruído de modo normal (RRRMN) de 60 a 90 dB (HEWLETT-PACKARD, 1992 e 1994), e multiplexadores de chave do tipo relé e semicondutora, na Tab. 3.11 são ilustrados os erros devido à transformação da tensão de modo comum em diferencial para termopares do tipo K.

Os valores de erros da Tab. 3.11 indicam que a RRRMN, a capacitância e resistência entre *high* e *low*, e a resistência do chaveamento são fatores fortemente influentes em erros causados por tensões de modo comum.

Tab. 3.11 - Erros devido a Transformação da Tensão de Modo Comum em Diferencial no Circuito Mostrado na Fig. 3.15

Tipo de Chave	Parâmetros da Chave			erro (K)	
	R_M (Ω)	R_{HL} (Ω)	C_{HL} (pF)	RRRMN do Amplificador 60 dB	90 dB
Relé	100	10^9	150	0,016	$5 \cdot 10^{-4}$
	100	10^{12}	150	0,016	$5 \cdot 10^{-4}$
	0,2	10^{12}	150	$3 \cdot 10^{-5}$	$1 \cdot 10^{-6}$
	0,2	10^{12}	100	$2 \cdot 10^{-5}$	$7 \cdot 10^{-4}$
Semicondutora	3100	10^8	200	0,7	0,02
	3100	10^{11}	200	0,6	0,02
	750	10^{11}	200	0,15	0,005
	750	10^{11}	200	0,02	$6 \cdot 10^{-4}$

Nota - Foram considerados termopares do tipo K.

3.1.7 Divisores Resistivos de Tensão do Tipo Potenciométrico

A análise de erros em divisores resistivos de tensão (Fig. 2.29) envolve basicamente a análise de relação de impedâncias nas etapas fonte-transdutor e transdutor-voltímetro. Como em transdutores potenciométricos a resistência pode variar de 10 Ω a megaohms (TRIETLEY, 1986), em ambas etapas poderão haver problemas de relações de impedâncias dependendo da resistência do transdutor. A resistência deste também poderá variar com o tempo e com a temperatura. Para as demais fontes de erros, são válidos os procedimentos mostrados no item 3.1.1.

3.1.8 Transmissores em Tensão ou Corrente

Os transmissores em tensão ou corrente podem ser estudados em separado:

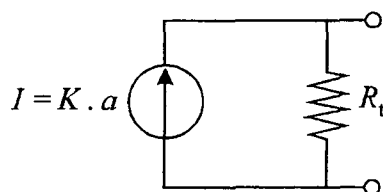
- Transmissores em tensão:

Transmissores em tensão possuem incertezas na ordem de 0,1 a 1 % (OMEGA, 1990 e SCHLUMBERGER, 1988).

Os erros metrológicos podem ser avaliados com o auxílio do modelo ilustrado na Fig. 2.2. Como já possuem amplificadores acoplados, a sua análise pode ser feita conforme o item 3.1.1., para aplicações gerais.

- Transmissores em Corrente:

Para estes transmissores pode ser empregado o modelo elétrico equivalente mostrado na Fig. 3.16.



I - corrente do transmissor

R_t - resistência do transmissor

Fig. 3.16 - Modelo Elétrico Equivalente para Transmissores em Corrente

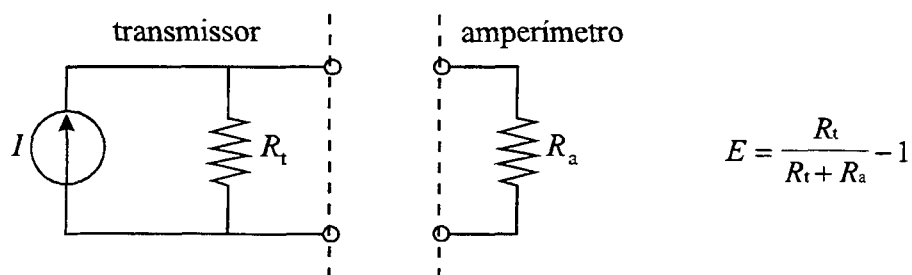
A análise de erros para transmissores em corrente é dividida nos seguintes aspectos:

a) Incerteza dos módulos:

Transmissores em corrente possuem incertezas na ordem de 0,02 a 1 % (OMEGA, 1990; SCHLUMBERGER, 1988). Amperímetros convencionais para medições automatizadas, podem possuir incertezas na ordem de 0,002 a 0,5 % para a faixa de medição de 4 a 20 mA (NATIONAL, 1993; OMEGA, 1990; HEWLETT-PACKARD, 1992).

b) Relação de impedâncias:

Para condicionadores com sinal de entrada em corrente, a impedância de entrada deve ser muito menor que a impedância do transmissor conforme Fig. 3.17.



R_a - resistência do amperímetro

Fig. 3.17 - Erro devido a Relação de Impedância em Transmissores em Corrente

Para maioria dos transmissores consultados não foi fornecida a especificação na forma de resistência de saída, mas na forma de máxima resistência de laço, geralmente na ordem de $100\ \Omega$ a $1\ \text{k}\Omega$. O uso de chaves semicondutoras (750 a $3100\ \Omega$) fica inviável ante este aspecto, bem como pela máxima corrente admissível (até $1\ \text{mA}$) (HEWLETT-PACKARD, 1994).

c) Correntes de Fuga:

Para placas para condicionamento de sinais com entrada em corrente, os ruídos em corrente estão na ordem de 40 a $400\ \text{nA}$ (OMEGA, 1995; SCHLUMBERGER, 1988). A faixa mais usual de transmissores com saída em corrente é 4 a $20\ \text{mA}$. As correntes de fuga correspondem, no máximo, a um erro de $0,01\%$ em um sinal de $4\ \text{mA}$ (NATIONAL, 1993). Da mesma forma, correntes de *off-set* de multiplexadores, na ordem de picoampère a nanoampère, não serão significativas.

3.2 CONSIDERAÇÕES EM RELAÇÃO À ANÁLISE DE ERROS EM SISTEMAS DE AQUISIÇÃO DE SINAIS

A semelhança entre os circuitos utilizados em SAS favorece o estabelecimento de uma metodologia geral sistematizada para análise de erros. Considerações particulares podem facilmente ser realizadas.

A técnica da modelagem apresenta-se bastante útil na análise da retroação de módulos de SAS. Porém, como algumas fontes de erros, tais como tensões termoelétricas de contato nas ligações de módulos e interferências de campo elétricos e magnéticas são muito difíceis de serem modeladas, cuidados especiais devem ser observados para sua minimização.

A análise de erros foi direcionada para grandezas estáticas e dinâmicas com comportamento senoidal. No entanto, como os modelos elétricos equivalentes apresentados possuem somente componentes lineares de circuitos, pode-se empregar o princípio da superposição. Em sinais periódicos não senoidais, pode-se fazer a análise de erros, a partir da série de Fourier do sinal, obtendo-se as distorções para cada harmônico do sinal com frequência específica. No caso de sinais aleatórios com propriedades estatísticas constantes,

pode-se, com o auxílio da função densidade de potência do sinal, fazer análise de erros no domínio da frequência.

CAPÍTULO IV

ANÁLISE EXPERIMENTAL DE CARACTERÍSTICAS DE MÓDULOS

A técnica da modelagem pode ser utilizada para avaliar erros em medições automatizadas (SCAVONE, 1994; CAMARANO, 1993). Para que esta técnica possa ser empregada com confiabilidade é necessário dispor-se de modelos elétricos equivalentes comprovadamente válidos e de parâmetros confiáveis fornecidos pelos fabricantes dos módulos do sistema de medição. A análise experimental desenvolvida neste trabalho teve basicamente por objetivos: medir não idealidades de instrumentos e compará-las aos valores fornecidos pelos fabricantes para permitir a análise da adequabilidade dos modelos elétricos equivalentes empregados. Inicialmente são analisadas as principais dificuldades encontradas em ensaios de módulos e a seguir, a descrição de ensaios realizados para avaliar características de multiplexadores do tipo chave relé e chave semicondutora. Justifica-se a concentração da análise sobre multiplexadores pelo potencial que estes módulos apresentam para instrumentação automatizada, pela falta de trabalhos realizados sobre os mesmos e pelo baixo nível de detalhamento com que suas características são apresentadas pelos fabricantes.

4.1 DIFICULDADES USUAIS EM ENSAIOS DE MÓDULOS

Para analisar a confiabilidade no uso da modularização é necessário que se disponha de modelos matemáticos dos módulos comprovadamente válidos e de valores dos parâmetros compatíveis com a realidade. Para este tipo de experimentação, além de todos os cuidados relacionados aos erros tratados no item 2.4, existem as seguintes dificuldades que devem ser consideradas em ensaios de módulos que tenham por objetivo o levantamento de seus parâmetros:

a) Parâmetros a serem medidos possuem valores extremos

Parâmetros como correntes de fuga da ordem de picoampère, tensões de *off-set* da ordem de microvolts, e resistências de entrada da ordem de gigaohms são difíceis de serem

medidos com instrumentos convencionais, sendo necessário utilizar instrumentos dedicados para medições de baixo nível (KEITHLEY, 1984). É evidente que, se estes parâmetros assumirem valores extremos, terão pouca influência nos resultados, porém é necessário que seja conhecida pelo menos a ordem de grandeza destes ou seus limites máximos ou mínimos.

b) Dificuldades em se separar efeitos dos parâmetros

Existem dificuldades em se analisar de forma separada os efeitos devidos a um parâmetro específico sem a interferência dos demais. Isto ocorre principalmente em medições com tensões AC, onde ocorre queda significativa da resistência de entrada de voltímetros, efeitos de capacitâncias dos cabos e presença de ruídos de rede.

c) Calibrações dos módulos são feitas de forma isolada

No uso da modularização, é pouco prático a calibração do sistema de aquisição de sinais como um todo. Os módulos podem ser adquiridos de fabricantes diferentes. O meio em que serão utilizados pode impedir a calibração do sistema como um todo; por exemplo, em plantas industriais onde longos comprimentos de cabos são empregados ou em extensômetros de resistência (ER's) que podem ser colados na superfície da estrutura somente uma vez. Alguns fabricantes de determinados módulos indicam quais outros módulos podem ser conectados aquele. Isto diminui a versatilidade do mesmo, bem como o conhecimento da curva de calibração do sistema como um todo, o que impede a troca de módulos na cadeia de medição.

d) Parâmetros sujeitos a variações

As derivas com o tempo são de difícil determinação uma vez que podem depender das condições particulares de uso. Além de calibrações periódicas, é necessário trabalhar com significativas margens de segurança.

e) Falta de conhecimento de modelos matemáticos

Sendo impossível a análise experimental do sistema como um todo, o conhecimento de modelos matemáticos apropriados é indispensável. Para cabos e amplificadores, os modelos mostrados nas Fig. 2.8 e 2.10 respectivamente (DOEBELIN, 1990; PUTTEN, 1988), são

amplamente empregados e consagrados pelo uso. Para o caso de multiplexadores, somente foram encontradas informações em catálogo de um fabricante de módulos de chaveamento que utilizam chave relé, o qual sugere o modelo equivalente mostrado na Fig. 2.9. Para multiplexadores do tipo chave semicondutora, não foram encontradas informações sobre o assunto, havendo dúvidas sobre o correto posicionamento dos parâmetros fornecidos pelos fabricantes no modelo equivalente.

4.2 ANÁLISE EXPERIMENTAL EM MULTIPLEXADORES

4.2.1 Objetivos

Visando complementar deficiências em informações sobre chaveamentos em SAS's, realizou-se de experimentos em multiplexadores dos tipos chave relé e chave semicondutora. Foram utilizados nos testes os seguintes multiplexadores (HEWLETT-PACKARD, 1994):

- Multiplexador HP E1347A (Chave relé);

$$V_i = 4 \mu\text{V};$$

$$R_M = 100 \Omega \pm 10 \%;$$

$$R_{HL} > 10^9 \Omega;$$

$$N = 8;$$

- Multiplexador HP E1353A (Chave semicondutora);

$$V_{\text{off-set}} = 25 \mu\text{V};$$

$$R_M = 3.100 \Omega;$$

$$R_{HL} > 10^8 \Omega;$$

$$N = 8.$$

Os multiplexadores HP E1347A e HP E1353A são produzidos por um fabricante renomado e estão no mercado como o “estado da arte” em chaveamento. Ainda assim, faltam especificações, como a corrente de fuga, e as especificações fornecidas são deficientes em termos de detalhamento. O mesmo fabricante produz módulos de

chaveamento com características semelhantes aos citados. Para estes, o fabricante forneceu os seguintes valores de corrente de fuga (FLESCH e SANCHEZ, 1992; CAMARANO, 1993; LABMETRO, 1994):

- Multiplexador com chave relé:

$$I_{\text{off}} = 1 \text{ nA}$$

- Multiplexador com chave semicondutora

$$I_{\text{off}} = 65 \text{ nA}$$

O experimento visa avaliar a magnitude de erros no chaveamento, através da medição dos parâmetros empregados no modelo mostrado na Fig. 2.9 e avaliar a adequabilidade deste modelo matemático. Do ponto de vista prático, seria interessante utilizar o mesmo modelo para qualquer tipo de arquitetura de chaveamento, independente do princípio utilizado no mesmo. As chaves semicondutoras, pela sua natureza não possuem tensão termoelétrica e possuem alta resistência de chaveamento. Em relação ao número de canais por bloco N , existem dúvidas em relação ao procedimento de se multiplicar a corrente de *off-set* por $(N + 1)$ e de se dividir a resistência entre *high* e *low* por $(N + 1)$ conforme Fig. 2.9. A falta de padronização das especificações fornecidas pelos fabricantes dificulta a técnica da modelagem.

Devido às limitações de instrumentação somente foi avaliado o modelo para medições estáticas. Foram feitas medições em separado das correntes de *off-set*, tensões de *off-set*, ruído em tensão, resistência de chaveamento e resistência entre *high* e *low*.

4.2.2 Procedimento Adotado e Resultados Obtidos

Os instrumentos padrões empregados apresentam as seguintes características:

- Multímetro (HEWLETT-PACKARD, 1992):

- Modelo: HP 3458A;

- Incertezas:

- Tensão DC (até 100 mV): $1,4 \cdot 10^{-5} \%$ da leitura + 3 μV ;

- Resistência (100 Ω a 1 k Ω): $2 \cdot 10^{-5}$ % da leitura + 0,01 Ω ;
- Resistência (1 a 10 k Ω): $1,5 \cdot 10^{-5}$ % da leitura + 0,01 Ω ;
- Resistência (100 M Ω a 3 G Ω): 1 % da leitura + 10 Ω ;
- Corrente DC (até 100 nA): $3,5 \cdot 10^{-5}$ % da leitura + 40 pA.

- **Amplificador Lock-in** (STANFORD RESEARCH SYSTEMS, 1994):

- Modelo: SR 510;
- Ruído em tensão (10 Hz a 100 kHz): $7 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$;

Foram realizados os seguintes ensaios:

a) Medição das Tensões e Correntes de *Off-set*

Para medição da corrente de *off-set* dos multiplexadores, adotou-se o seguinte procedimento:

- mantém-se a saída do multiplexador em aberto;
- chaveia-se um canal;
- mede-se a corrente entre os terminais de entrada do canal chaveado com o multímetro. A corrente medida desta forma corresponde a corrente de *off-set* multiplicada por $(N + 1)$ canais.

Para medir a tensão de *off-set* executou-se o seguinte:

- mantém-se os terminais de entrada de um canal do multiplexador em curto-circuito;
- chaveia-se o referido canal;
- mede-se a tensão DC na saída do multiplexador.

Para que o procedimento de medição esteja de acordo com o modelo matemático mostrado na Fig. 2.9, é necessário que não haja interferência da tensão de *off-set* ou da corrente de *off-set* uma na outra. Para isto é necessário que o produto da corrente de *off-set* medida com a resistência da chave seja significativamente menor que a tensão de *off-set*. A tensão de *off-set* não deverá alterar a medição da corrente de *off-set* devido a alta impedância da saída do multiplexador em aberto, e pelo fato da tensão de *off-set* ser muito baixa.

Os resultados obtidos nas medições são mostrados na Tab. 4.1 juntamente com os valores fornecidos pelo fabricante para comparação.

Tab. 4.1 - Valores da Tensão e Corrente de *Off-set* Obtidos nas Medições e os Valores Fornecidos pelo Fabricante

multiplexador	$I_{\text{off}} \cdot (N + 1)$ (medido)	I_{off} (fornecido pelo fabricante)	$I_{\text{off}} \cdot (N + 1)$ (a partir dos dados fornecido pelo fabricante)	V_{off} (medido)	V_{off} (fornecido pelo fabricante)
chave relé	$\pm 40 \text{ pA}$	1 nA	9 nA	$2 \pm 4 \text{ } \mu\text{V}$	4 μV
chave semicond.	$60 \pm 60 \text{ pA}$	65 nA	585 nA	$2 \pm 6 \text{ } \mu\text{V}$	25 μV

Nota-se que existe uma grande diferença da magnitude dos parâmetros medidos e os fornecidos pelo fabricante para corrente de *off-set*. A diferença torna-se ainda mais significativa se considerado o fator $(N + 1)$. Embora a diferença esteja a favor da segurança, a especificação fornecida pelo fabricante pode inviabilizar a escolha do produto. A análise teórica baseada na técnica da modelagem pode indicar erros de medição, devido ao chaveamento, muito maiores que a realidade, levando a conclusão que naquele caso, a prática da multiplexação é tecnicamente inviável.

b) Medição de Ruídos em Tensão

Nenhum fabricante de multiplexadores nos catálogos consultados forneceu dados sobre ruídos em tensão. Para se avaliar a ordem de grandeza do ruído nos multiplexadores considerados, utilizou-se o amplificador *lock-in*, na banda de frequência de 10 Hz a 100 kHz. O ruído em tensão foi medido de forma semelhante à tensão de *off-set*. Os resultados obtidos foram muito abaixo da incerteza do instrumento padrão. De qualquer forma, indicam a ordem máxima de grandeza dos ruídos. Estes, de modo geral, não são significativos, pois para uma banda passante de 100 kHz, o valor eficaz do ruído em tensão AC gerado seria 2 μV .

c) Medição da Resistência de Chaveamento

A resistência de chaveamento foi medida nos multiplexadores para se avaliar a magnitude desta em relação aos dados fornecido pelo fabricante. A medição da resistência de contato é feita diretamente, chaveando um canal e medindo a resistência entre a entrada e a saída com o multímetro. Os resultados obtidos, juntamente com as especificações fornecidas pelo fabricante, são indicadas na Tab. 4.2.

Tab. 4.2 - Valores da Resistência de Contato Obtidos nas Medições e os Valores Fornecidos pelo Fabricante

multiplexador	valor medido	valor fornecido pelo fabricante
chave relé	$105 \pm 2 \, \Omega$	$100 \pm 10 \, \Omega$
chave semicondutora	$1073 \pm 1 \, \Omega$	$3100 \, \Omega$

A Tab. 4.2 mostra que na especificação para chave semicondutora houve diferença significativa entre o parâmetro medido e o valor fornecido pelo fabricante.

d) Medição da Resistência entre *High* e *Low*

A resistência entre *high* e *low* foi medida nos multiplexadores para se avaliar a magnitude desta em relação à especificada pelo fabricante e a necessidade de se multiplicar o valor desta por $(N + 1)$ canais. Foi utilizado como padrão o multímetro HP 3458A. Os resultados obtidos mostraram que a resistência entre *high* e *low* é muito alta, ultrapassando o valor final de escala do multímetro ($3 \, \text{G}\Omega$). Não haveria necessidade de se dividir o valor da especificação por $(N + 1)$ canais. No caso do multiplexador de chave semicondutora, existe diferença significativa entre os valores medidos e fornecidos.

4.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS SOBRE ANÁLISE EXPERIMENTAL DE MÓDULOS

Em relação à análise experimental de módulos, é possível concluir que, por diversas razões, esta apresenta várias limitações para determinar as especificações dos módulos com baixa incerteza. Isto não representa problema se forem considerados os seguintes aspectos:

- A especificação que está relacionada diretamente com a grandeza a medir é a sensibilidade. Especificações como correntes de fuga, tensões de *off-set* e impedâncias de entrada são utilizadas somente para calcular a magnitude do erro. Este cálculo não necessita baixa incerteza, uma vez que a incerteza de medição só é considerada até o primeiro, ou no máximo o segundo, algarismo significativo que não possa ser expresso na forma de potência de 10.

- A modelagem do instrumento só considera os fatores principais que influem nos erros de medição. Parâmetros, como interferências de campos elétricos e magnéticos são muito difíceis de modelar. A consideração de todas as não idealidades é uma tarefa complexa, que em geral não se justifica pelos motivos expostos no parágrafo anterior.
- A compensação de erros sistemáticos, a partir do conhecimento de parâmetros como a corrente de fuga e a tensão de *off-set*, não é prática recomendável, pois os mesmos estão sujeitos a variações, e, o fabricante somente pode indicar ordens de grandeza para os mesmos, pois as não idealidades apresentam variações entre módulos de um mesmo modelo.

Em relação aos ensaios realizados em multiplexadores, foram notados os seguintes aspectos:

- Foram encontradas grandes divergências entre os resultados experimentais e os obtidos através da técnica da modelagem. Os erros no chaveamento, para os módulos ensaiados, são muito menores do que aqueles que seriam estimados na análise teórica, principalmente para chave semicondutora. Há necessidade de maior clareza por parte dos fabricantes para se evitar resultados enganosos na análise teórica de erros.
- Não se dispunha de outros módulos com especificações. A amostra analisada foi pequena, portanto os resultados obtidos não podem ser generalizados;
- A padronização da forma de apresentação dos parâmetros pelos fabricantes poderia facilitar a interpretação destes e o uso da técnica da modelagem.

CAPÍTULO V

PROPOSTA DE SISTEMÁTICA PARA ESPECIFICAÇÃO DE SISTEMAS DE AQUISIÇÃO DE SINAIS

Para o usuário pouco experiente em metrologia e, em especial, na automação da medição, torna-se difícil a correta especificação dos módulos para compor um sistema de aquisição de sinais (SAS). As dificuldades se formam principalmente em decorrência do grande número de opções oferecidas no mercado, do grande número de parâmetros envolvidos em uma especificação e da falta de padronização na apresentação de características por parte dos fabricantes. Através da sistematização das informações geradas na revisão bibliográfica, análises teórica e experimental, estabeleceu-se uma proposta de sistemática para análise de erros e definição de parâmetros necessários para avaliação de SAS's. Assim, o usuário com conhecimentos básicos em análise de circuitos estará mais apto para compreender a terminologia utilizada, coletar dados, solicitar informações aos fabricantes e, finalmente, concluir sobre a adequabilidade dos módulos de um SAS ante a seus requisitos. Embora o número de configurações possíveis de SAS's seja praticamente ilimitável, é possível, graças a modelagens semelhantes, propor uma sistemática para especificações que atenda à maioria das configurações mais comuns, considerando as particularidades de cada caso. Através de analogias, a sistemática pode ser estendida a casos não especificamente tratados.

5.1 SISTEMÁTICA PARA ESPECIFICAÇÃO METROLÓGICA DE SISTEMAS DE AQUISIÇÃO DE SINAIS

5.1.1 Estrutura da Sistemática Proposta

A especificação de SAS's consiste não somente dos requisitos metrológicos, mas de todos os demais, incluindo aspectos técnicos e administrativos. Foge do escopo do presente trabalho levar em consideração, por exemplo, questões relacionadas a custos dos módulos, tamanho físico, arquiteturas e barramentos de instrumentação já estabelecidos e planos de

expansão da instrumentação. Porém, nestes aspectos, o fornecimento de informações por parte dos fabricantes não é crítico se comparado com o que se passa com especificações metroológicas.

A sistematização das informações geradas nos capítulos anteriores permitiu a concepção de uma metodologia para avaliar o grau de adequação de um SAS composto por diversos módulos ante os requisitos metroológicos a que se destina. Os demais requisitos devem ser considerados a parte, podendo servir como critérios de decisão ante as soluções metrologicamente viáveis.

Do ponto de vista da metrologia, um sistema de medição, composto por transdutores e um SAS modular é adequado se for capaz de adquirir sinais provenientes de transdutores, dentro de faixas de medição desejadas, a taxas de aquisição desejadas e com incertezas de medição abaixo das admissíveis. A maior dificuldade do usuário será avaliar a incerteza deste sistema de medição como um todo.

A metodologia sistematizada proposta para especificação metroológica de SAS's consta da execução sequencial e iterativa das seguintes etapas:

- a) Sistematização dos requisitos metroológicos;
- b) Escolha preliminar dos módulos;
- c) Análise de erros;
- d) Escolha dos módulos.

Após as três primeiras etapas, que são detalhadas nos próximos itens, serão obtidas algumas combinações de módulos que satisfazem os requisitos metroológicos da aplicação. A escolha final dos módulos a serem empregados poderá ser feita de acordo com critérios adotados pelo usuário.

5.1.2 Sistematização dos Requisitos Metroológicos

Todo projeto sempre deve partir da análise de necessidades e estabelecimentos dos requisitos de projeto. Neste caso, o usuário, antes de definir a instrumentação a ser utilizada, necessita conhecer os requisitos a que esta deverá atender. A partir de uma análise das necessidades no processo, dever-se-á estabelecer os requisitos metroológicos.

Para melhor estabelecimento de qualquer SAS, do ponto de vista metrológico, é necessário o conhecimento dos seguintes requisitos a serem satisfeitos:

- grandezas a medir;
- incertezas de medição admissíveis para cada grandeza a medir (estas podem ser divididas em máximo erro sistemático e máximo erro aleatório admissíveis);
- método de medição (diferencial ou absoluto);
- faixas de medição (amplitude e frequência) necessárias;
- tempo de uso do instrumento;
- variações de temperatura ambiente;
- intervalos de tempo toleráveis entre medições;
- número de medições simultâneas necessárias;
- condições particulares da aplicação (ex.: condições ambientais extremas).

5.1.3 Escolha Preliminar dos Módulos

Considerando a grande quantidade de módulos existentes no mercado, torna-se necessário fazer uma prévia seleção das possibilidades. Este procedimento tem como objetivo evitar o desenvolvimento de cálculos complexos de análise de erros desnecessariamente. Nesta etapa são definidos o tipo de transdutores, os circuitos elétricos, a configuração do SAS e modelos comerciais de módulos de SAS's a serem utilizados.

Para a escolha preliminar dos módulos considera-se que os requisitos metrológicos são, muitas vezes, decisivos na escolha dos transdutores. Por sua vez, o princípio de funcionamento dos transdutores será decisivo na escolha da configuração do SAS e das fontes de erros predominantes. Os resultados obtidos na análise teórica, no cap. 3 demonstram que grande parte das fontes críticas de erros é específica de cada tipo de circuito utilizado. Os resultados revelam que o maior número de fontes críticas de erros ocorre antes da amplificação do sinal devido ao baixo nível dos sinais e dos problemas com relações de impedâncias. Após o primeiro estágio de condicionamento de sinal, em geral, os erros não são tão críticos, embora devam posteriormente ser verificados. A escolha preliminar dos módulos deve seguir recomendações básicas citadas na revisão bibliográfica sobre SAS's (cap. 2) e em bibliografia específica sobre a aplicação, principalmente no que se refere aos transdutores e ao sinal de saída desses. Após a amplificação do sinal, os módulos do SAS são genéricos podendo servir para adquirir sinais provenientes de

medições de várias grandezas. Assim, a definição dos módulos do SAS para atender a medição de todas grandezas envolvidas no processo será facilitada se forem definidas previamente as configurações dos circuitos de medição empregados na aquisição do sinal do transdutor.

A escolha preliminar dos módulos considera basicamente:

a) faixas de medição:

Os valores nominais de entrada e saída dos módulos, em amplitude e frequência, deverão estar dentro das especificações desde o transdutor até o conversor A/D. Como os erros são geralmente especificados de forma relativa ao valor final de escala, procura-se trabalhar próximo de tal valor. Então, para cobrir a totalidade da faixa de medição, mais de um instrumento pode ser requerido em um mesmo estágio. Módulos de sistemas de medição com maior faixa de medição possuem, geralmente, maior incerteza de medição e menor sensibilidade, como por exemplo, os termopares em relação aos termistores.

b) incertezas de medição:

Caso não seja fornecida a incerteza de medição como parâmetro, pode-se utilizar, o erro o erro na sensibilidade, erro no zero e a não-linearidade como referências nesta etapa. As incertezas individuais de cada módulo não devem ser maiores que a incerteza total admissível para o SAS. Existe uma recomendação para previamente selecionar módulos com incerteza de medição de no máximo um décimo da incerteza total admissível (ANALOG DEVICES, 1986b). Este procedimento pode não ser viável pois geralmente os transdutores possuem incertezas de medição maiores que condicionadores de sinais, conforme visto no item 3.1.1, podendo ser responsáveis pela quase totalidade dos erros do sistema de medição. Recomenda-se também evitar a composição de SAS's com módulos com incertezas de medição com ordem de grandeza muito diferentes. Haverá combinação estatística dessas incertezas, fazendo com que melhorias realizadas em módulos de baixa incerteza de medição não tragam resultados significativos.

c) taxas de aquisição:

O SAS's deve ter taxa de aquisição compatível com a requerida, considerando a máxima frequência de interesse no sinal, critério de Nyquist e filtros adequados. Devem ser verificados parâmetros como taxa de aquisição, taxa de chaveamento e *settling time*. Em geral, em módulos de condicionamento o aumento da taxa de aquisição acarreta aumento da incerteza de medição e da resolução. Se a fase do sinal for importante, a mudança de fase com a frequência deve ser verificada. Para taxas de chaveamento elevadas são requeridas chaves semicondutoras por questão da frequência de chaveamento e da vida útil, embora visto no cap. 3 que estas resultam em relações de impedâncias menos favoráveis.

d) impedâncias:

A análise detalhada de relação de impedâncias consome muito tempo, conforme visto no item 3.1.1b. Para agilizar a eliminação de soluções metrologicamente inviáveis, na escolha preliminar, somente deverá ser observado se a relação entre as impedância de entrada e saída de módulos adjacentes, sem considerar cabos e chaves, está de acordo com a incerteza admissível total. Por exemplo, para incertezas admissíveis de 0,1%, a relação de impedâncias deverá ser melhor que 1:1.000, sendo recomendável relação melhor que 1:10.000.

5.1.4 Sistemática para Análise de Erros

A grande variedade de erros possíveis em medições automatizadas dificulta a análise da adequabilidade e da escolha de um SAS específico. Há, portanto, necessidade de uma sistemática adequada para análise de erros a partir dos modelos elétricos equivalentes mostrados no cap. 2.

A análise dos erros poderia ser feita diretamente com o uso dos modelos matemáticos dos módulos, com o auxílio de *softwares* simuladores de circuitos considerando simultaneamente todas incertezas possíveis. Este procedimento traria as desvantagens de maior consumo de tempo na coleta das especificações e dificulta a noção de quais as fontes de erros são mais significativas. O cálculo das parcelas de incertezas separadamente facilita a identificação de possibilidades ou necessidades de compensação de erros sistemáticos, por exemplo, tensões de *off-set*. A identificação de parcelas de erros críticas facilita a escolha de outros módulos para satisfazer os requisitos metrológicos.

A partir dos resultados obtidos nos caps. 3 e 4, é proposta uma sistemática na qual os erros, segundo sua natureza, são analisados seqüencialmente, seguindo uma lógica que visa eliminar, o mais rápido possível, opções metrologicamente inviáveis sem entrar em cálculos complexos. A sistemática procura estabelecer uma análise de erros geral para todas as situações considerando as fontes de erros modeláveis geralmente mais significativas e a deficiência das informações fornecidas pelos fabricantes. Segundo a sistemática proposta, análise de erros é dividida em quatro etapas conforme ilustrado na Fig. 5.1: análise da propagação das incertezas de referência dos módulos, análise da relação de impedâncias, análise de erros devido às demais não idealidades e análise da combinação de erros. A cada etapa a análise poderá ser encerrada se for visto que a incerteza global do SAS será maior que a admissível. A seguir é apresentada uma descrição de cada etapa da análise de erros juntamente com as justificativas de sua posição na seqüência de análise:

a) Análise da propagação das incertezas de referência dos módulos:

Nesta etapa são considerados somente os módulos que foram submetidos à calibração de forma isolada, na qual é obtida a relação entrada-saída. Assim não são considerados os módulos para transmissão e chaveamento de sinais.

Muitos fabricantes de módulos de SAS's não fornecem mais a incerteza de medição ou o erro máximo de forma isolada, mas na forma de uma série de parcelas. Para adequar a sistemática a esta tendência no mercado, o termo "incerteza de referência" é definido no presente trabalho para designar uma incerteza de medição constituída apenas de determinadas parcelas de erros, para fins de referência na primeira etapa de análise de erros. O termo refere-se, em geral, a incerteza do sistema de medição, a qual alguns fabricantes utilizam o termo "classe de precisão" (*accuracy class*) (HOTTINGER BALDWIN MESSTECHNIK GMBH, 1992). Propõe-se que a incerteza de medição do SAS seja dividida, segundo a conveniência, para análise de erros, de acordo com o usual em instrumentação eletrônica, nas seguintes parcelas (definidas no item 2.3):

- **erro na sensibilidade:** Se a incerteza, ao invés de um valor único, for conhecida na forma de erro na sensibilidade e erro no zero, incertezas menores poderão ser calculadas para valores menores da faixa de medição.

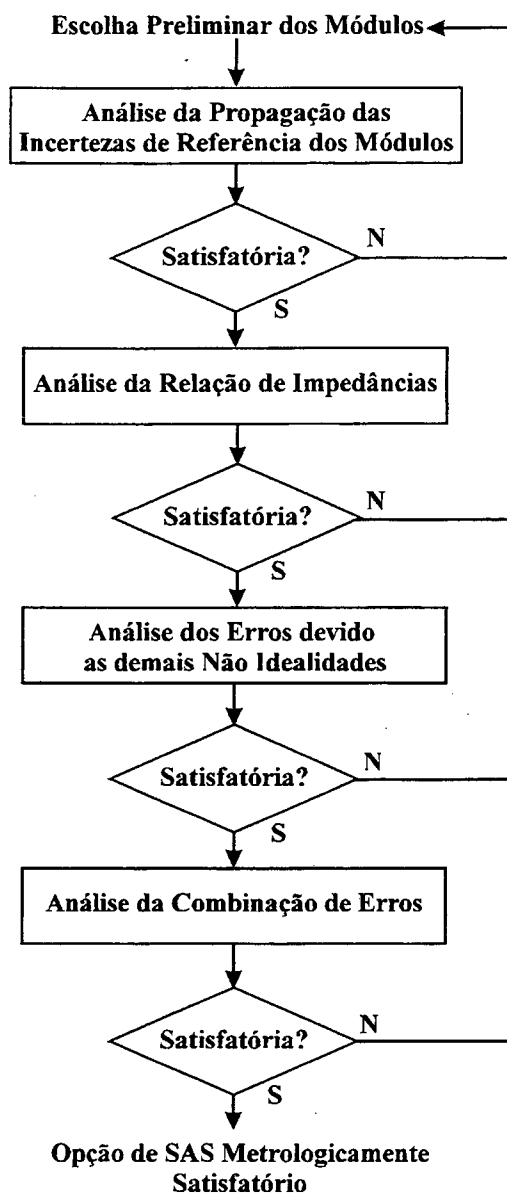


Fig. 5.1 - Sistemática Proposta para Análise de Erros

- **erro no zero:** O seu conhecimento, além do citado no parágrafo anterior, permite a sua desconsideração em medições diferenciais empregando o mesmo instrumento.
- **não-linearidade:** Seu conhecimento pode ser empregado, por exemplo, em medições diferenciais, nos quais poderiam ser desprezados erros no zero.
- **repetitividade:** Seu conhecimento pode ser útil, por exemplo, em pesquisa experimental, para indicar tendências de fenômenos.
- **histerese:** Pode ser desconsiderada em medições diferenciais, usando o mesmo instrumento, desde que a grandeza a medir tenha sempre o mesmo sentido de crescimento.

- **mudança da amplitude:** Este erro é considerado somente na aquisição de sinais dinâmicos em casos onde ocorre medição de grandezas dinâmicas ou com alimentação com tensão alternada. A mudança da amplitude pode ser calculada, para sistemas de medição de primeira ordem e segunda ordem, pelas Eqs. 3.4 e 3.5 respectivamente.

A incerteza de referência do módulo, quando dividida nestes erros, terá valor equivalente à soma de cada uma destas parcelas.

A incerteza de um módulo, seja fonte, transdutor ou condicionador de sinais, de forma isolada não expressa a não adequabilidade do mesmo a não ser que seu valor já seja maior que o admissível para o SAS. Ainda assim, geralmente existe uma relação entre esta e as demais não idealidades. Módulos com menor incerteza de medição geralmente possuem melhores valores de impedâncias, ruídos, RRMC e demais não idealidades. Por exemplo, instrumentos de bancada convencionais geralmente possuem incertezas de medição menores que instrumentos do tipo placa para PC. Seus demais parâmetros característicos também são mais favoráveis.

Embora existam os erros de retroação, percebe-se que, em face dos motivos expostos no parágrafo anterior, se uma combinação de módulos for favorável no que se refere à propagação das incertezas de referência de cada módulo, existirá melhor possibilidade que estes sejam favoráveis nas demais análises de erros. Conforme confirma-se na Tab. 3.1, as incertezas de medição individuais podem assumir valores elevados, inviabilizando o uso dos módulos para algumas aplicações.

Nesta análise será calculada a incerteza de referência do SAS como um todo a partir do cálculo da propagação de erros (item 3.1.1a.), considerando a incerteza de referência de cada módulo como erros aleatórios. Frequentemente, usuários com pouco conhecimento em eletrônica instrumental encerram a análise de erros nesta etapa. Este procedimento pode levar a erros muito acima dos admissíveis, conforme a análise realizada no cap. 3.

b) Análise da relação de impedâncias:

Após a análise da propagação das incertezas individuais dos módulos, a sistemática proposta no presente capítulo sugere a análise da relação de impedâncias antes da análise das demais não idealidades. Isto é favorável se considerados os seguintes aspectos:

- em geral, módulos com impedâncias favoráveis possuem melhores valores de ruídos, *off-sets* e outras não idealidades;
- as simulações numéricas com modelos elétricos equivalentes realizadas no cap. 3 mostram que, para a maioria das configurações de SAS's, os erros devido a relações de impedância podem ser significativos em todos os estágios da cadeia de medição. As Tabs. 3.3 e 3.4 confirmam este aspecto. Estes erros são agravados em casos onde se emprega chave semicondutora, cabos de pequenas seções transversais em sinais DC e, especialmente, no uso de tensão alternada onde ocorre a formação de filtros passa-baixa.

É comum, na prática, a análise de erros encerrar-se na análise das incertezas individuais dos módulos, deixando de considerar módulos de transmissão e chaveamento que não podem ser analisados no item anterior por não possuírem incertezas relacionadas à calibração. Para estes módulos, tais como cabos e chaves, bem como para os demais é indispensável a análise da relação de impedâncias, conforme comprovado no item 3.1.2b.

A análise da relação de impedâncias somente será possível compondo o circuito equivalente do SAS a partir dos circuitos elétricos de cada um dos módulos envolvidos: fonte (Fig. 2.7), transdutor (cap. 4), multiplexadores (Fig. 2.9), cabos (Fig. 2.8) e condicionadores de sinais (Fig. 2.10). Não são analisados, nesta etapa, erros devido a outras não idealidades, tais como tensões e correntes de *off-set* e ruídos, assim estas não são consideradas nos modelos matemáticos. Nesta etapa, podem ser utilizados *softwares* para simulação de circuitos elétricos.

Esta análise é subdividida em etapas bem definidas, delimitadas por módulos que nos circuitos equivalentes possuam isolação entre entrada e saída (ex.: fonte-transdutor, transdutor-amplificador, amplificador-conversor A/D). O erro devido à relação de impedância pode ser calculado para cada etapa (Fig. 3.2), em separado, e a partir do conjunto de erros de todas etapas, calcula-se o erro total do SAS, conforme Eq. 5.1.

$$E_{imp} = e_1 \cdot e_2 \cdot \dots \cdot e_n \quad (5.1)$$

E_{imp} - erro total devido à relação de impedâncias;

e_i - erro devido à relação de impedância em um estágio i de transdução ou condicionamento de sinal (Fig. 3.2).

c) Análise de erros devido às demais não idealidades:

Nesta etapa são consideradas todas as demais não idealidades não analisadas até o momento. Para simplificar, novamente o SAS pode ser dividido em etapas já consideradas anteriormente, e em cada uma serem calculados, em separados, os erros por unidade, para cada não idealidade, conforme a Eq. 5.2.

$$E = \frac{R}{S} \quad (5.2)$$

R - sinal indesejado causado pela não idealidade considerada;

S - sinal correspondente a grandeza a medir.

O fato de já ser conhecido, nesta etapa, que a relação de impedâncias é favorável, simplifica o uso dos modelos elétricos equivalentes, facilitando o cálculo dos erros. Por exemplo, em relação às correntes e tensões de *off-set* não há necessidade de se avaliar efeitos de divisores de corrente ou de tensão devidos à impedância do amplificador, já que esta será significativamente maior que a impedância do módulo anterior.

Embora a análise de erros através da técnica da modelagem, baseada em informações disponíveis de fabricantes, revele incertezas de medição elevadas em decorrência de tensões e correntes de *off-set*, a análise experimental desenvolvida no cap. 4, demonstrou que erros devido a não idealidades como correntes e tensões de *off-set* podem ser baixas.

As não idealidades que gerarão sinais indesejáveis considerados na Eq. 5.2 serão as seguintes:

- derivas (*drifts*) do zero com tempo ou temperatura;
- derivas da sensibilidade com tempo ou temperatura
- tensões de *off-set*;
- ruídos em tensão;
- corrente de *off-set* e ruído em corrente de cada módulo combinadas com a impedância de saída do módulo anterior incluindo cabos e resistências de chaves utilizados na ligação;
- ruído branco (Eq. 2.3);
- RRMC (Eq. 2.4);
- RRRMN (itens 2.4 e 3.1.6e);
- *cross-talk* (Eq. 2.5);

- as demais particulares de cada tipo de circuito ou transdutor (itens 4.1.2 a 4.1.6):

Neste ponto, são encontradas as maiores dificuldades para o cálculo das não idealidades devido à deficiência de informações por parte dos fabricantes. O usuário, no entanto, já deverá haver eliminado uma parcela considerável de alternativas inviáveis nas etapas anteriores onde as deficiências de informações são menores. Assim, menor esforço será necessário para requerer aos fabricantes as informações ausentes.

d) Análise da combinação de erros:

Nesta etapa, são calculadas separadamente as incertezas relacionadas a cada não idealidade. Erros devido à relação de impedância terão sempre o mesmo sinal. Erros devido às demais não idealidades poderão se somar ou se compensar mutuamente. Deve-se considerar que muitas delas são de caráter aleatório e estatisticamente independentes. Isto implica que, em especial quando o número de influências consideradas é grande, existirá combinação estatística destas, aplicando-se a Eq. 5.3, ao compor a incerteza do SAS de forma global.

$$I_{\text{global}} = E_{\text{imp}} + \sqrt{I_R^2 + \sum e_i^2} \quad (5.3)$$

I_{global} - incerteza do SAS como um todo;

E_{imp} - erro devido a relações de impedância (calculado a partir de 5.1);

I_R - incerteza de referência do SAS como um todo

e_i - incerteza devida a cada uma das demais não idealidades.

Se a incerteza do SAS previamente selecionado, estimada com a Eq. 5.3, for menor que a incerteza de medição admissível, obtém-se uma opção de SAS metrologicamente viável. Caso contrário, com base em observações feitas na primeira iteração, pode-se identificar as fontes de erros mais significativas e com base nesta fazer nova escolha de módulos e/ou modificar configurações.

5.2 RESUMO DOS PARÂMETROS CARACTERÍSTICOS NECESSÁRIOS PARA ESPECIFICAÇÃO

É necessário o conhecimento dos parâmetros característicos de módulos de instrumentação para a correta especificação ou análise da adequabilidade. A consideração dos parâmetros que são realmente necessários, conforme tipo de alimentação (contínua ou alternada) ou da grandeza a medir (estática ou dinâmica de comportamento senoidal), pode ser feita com base na Tab. 5.1.

Tab. 5.1- Parâmetros Característicos Necessários na Especificação de Sistemas de Aquisição de Sinais em Função da Alimentação ou da Grandeza a Medir

Erros a Serem Considerados	Grandezas Estáticas		Grandezas Dinâmicas	
	alimentação		alimentação	
	DC	AC	DC	AC
Tensões de <i>Off-set</i> e de Contato	xxxx			
Ruídos em Tensão		xxxx	xxxx	xxxx
Interferências da Rede (60 Hz)	xxxx		xxxx	
Ruídos em Corrente		xxxx	xxxx	xxxx
<i>Cross-talk</i>		xxxx	xxxx	xxxx
Impedâncias Resistivas	xxxx	xxxx	xxxx	xxxx
Impedâncias Capacitivas e Indutivas		xxxx	xxxx	xxxx
Correntes de <i>Off-set</i>	xxxx			
<i>Aliasing</i>		xxxx	xxxx	xxxx
Desvio do Zero	xxxx			
Desvio da Sensibilidade	xxxx	xxxx	xxxx	xxxx
Não-linearidade	xxxx	xxxx	xxxx	xxxx
Histerese	xxxx	xxxx	xxxx	xxxx
Repetitividade	xxxx	xxxx	xxxx	xxxx
Efeitos da Frequência em Transdutores e Condicionadores de Sinais*		xxxx	xxxx	xxxx

* - Quando empregada alimentação AC, os efeitos da frequência serão compensados se a fonte de alimentação e o condicionador de sinais forem calibrados como um instrumento único empregando-se a

frequência portadora. Após o primeiro estágio de condicionamento, estes erros deverão ser considerados se houver sinais dinâmicos.

Os parâmetros necessários para especificação, segundo os circuitos elétricos utilizados na medição, podem ser classificados, para fins de simplificação, em:

- gerais;
- específicos.

Os parâmetros gerais, conforme os módulos, são os seguintes:

- Transdutores:

- faixa de medição em amplitude e frequência;
- sensibilidade;
- incerteza de medição (segundo a aplicação, pode ser favorável ter a incerteza dividida em erro na sensibilidade, erro no zero, não-linearidade, repetitividade e histerese);
- derivas (*drifts*) da sensibilidade com o tempo e com a temperatura;
- derivas do zero com o tempo e com a temperatura;

- Fonte:

- faixa de operação em amplitude e frequência;
- incerteza em amplitude e frequência;
- *ripple*;
- impedância de saída (com composição detalhada);
- carga mínima na saída;

- Condicionadores de Sinais:

- faixa de operação em amplitude e frequência;
- número de canais por bloco;
- resolução (para conversores A/D);
- ganho (para amplificadores);
- incerteza no ganho;
- não-linearidade;
- derivas (*drifts*) do ganho com o tempo e com a temperatura;
- tensão de *off-set* bipolar e suas variações;

- tensão de *off-set* unipolar e suas variações;
- corrente de *off-set* e suas variações;
- corrente bias e suas variações;
- ruído em tensão;
- ruído em corrente;
- RRMN e seu comportamento com a frequência e máxima resistência de desbalanceamento;
- RRRMN e seu comportamento com a frequência;
- *cross-talk* (se houver mais de uma entrada) e seu comportamento com a frequência;
- impedância de entrada (com sua composição detalhada);
- impedância de saída (para amplificadores);
- frequência de corte (para instrumentos de primeira ordem);
- frequência natural e coeficiente de amortecimento (para instrumentos de segunda ordem);
- taxa de aquisição;
- tempo de acomodação (para amplificadores);
- tempo de integração (para conversores A/D);
- tempo de conversão (tempo requerido para completa conversão A/D);

- Multiplexadores:

- número de canais por bloco;
- tensão de *off-set* para chaveamento diferencial e suas variações;
- tensão de *off-set* para chaveamento simples e suas variações;
- corrente de *off-set* e suas variações;
- corrente bias e suas variações;
- ruído em tensão;
- ruído em corrente;
- resistência de chaveamento e suas variações com tempo e temperatura;
- resistência entre *high* e *low*;
- capacitância entre *high* e *low*;
- resistência entre *low* e *guard*;

- capacitância entre *low* e *guard*;
 - esclarecimentos sobre o modelo matemático empregado;
 - máxima taxa de chaveamento;
 - tempo de atuação (tempo necessário para o fechamento da chave);
 - máxima voltagem;
 - máxima corrente;
 - máxima potência;
 - vida útil;
- Cabos:**
- aspectos construtivos (blindagem e disposição relativa dos fios);
 - seção nominal dos condutores;
 - número de condutores por cabo;
 - material dos condutores;
 - resistência;
 - capacitância entre condutores;
 - indutância própria;
 - resistência entre condutores;

Os parâmetros específicos, segundo o circuito empregado na aquisição, necessários para a especificação, serão os seguintes:

- Transdutores Piezoelétricos:

- transdutores piezoelétricos convencional:
 - frequência natural;
 - coeficiente de amortecimento;
 - capacitância;
 - resistência.
- transdutores piezoelétricos com amplificador acoplado:
 - resistência de saída;
 - excitação necessária;
- amplificador de carga:
 - sensibilidade;

- ganho do amplificador de entrada;
- capacitância de realimentação;
- resistência de realimentação;
- impedância de saída;

- Circuitos de ponte de Wheatstone (PW):

- transdutores extensométricos:
 - configuração de ponte utilizada;
 - resistência dos extensômetros de resistência;
- transdutores indutivos de meia ponte:
 - indutâncias da ponte;
 - frequência de alimentação na calibração;
- transdutores capacitivos:
 - capacitâncias da ponte;
 - frequência de alimentação na calibração;
- multiplexadores:
 - configurações possíveis;
 - resistências dos complementos de PW;
 - máxima corrente indutiva;
- cabos:
 - indutância mútua entre os condutores;
- amplificadores para circuitos de PW:
 - configurações possíveis;
 - resistências dos complementos de PW;
 - mudanças de fase requeridas ou permitidas na demodulação;
 - tipo de filtro utilizado;

- LVDT's:

- transdutor:
 - frequência portadora na calibração;
 - impedância do primário;
 - impedância do secundário;

- frequência de mudança de fase zero;
- mudança de fase na frequência de calibração;
- amplificador para LVDT's:
 - configuração utilizada (demodulador passivo ou da frequência portadora);
 - mudanças de fase requeridas ou permitidas na demodulação;

- Medição de Resistência a Dois Fios e a Quatro Fios:

- transdutor:
 - resistência nominal do termorresistor ou termistor;
- ohmímetro:
 - máximo *off-set* compensado;
 - máxima resistência de ligação (em medição a quatro fios);

- Termopares:

- transdutor:
 - resistência do transdutor;
- junta fria de referência (se for utilizada):
 - incerteza da junta fria de referência;
 - impedância da junta fria de referência;
- multiplexadores:
 - especificação do termistor (se a compensação de temperatura for feita medindo a temperatura dos contatos);
- condicionadores de sinais:
 - tipos de termopares que podem ser conectados;

- Divisores Resistivos de Tensão:

- transdutor:
 - resolução (distância entre espiras, se for o caso);
 - máxima resistência;

- Transmissores de Tensão ou Corrente:

- resistência de saída do transmissor;

- excitação necessária.

Para controlar os erros devidos a cada não idealidade, devem ser utilizadas as orientações dadas nos cap. 2 a 4.

5.3 CONSIDERAÇÕES EM RELAÇÃO À SISTEMÁTICA PROPOSTA PARA ESPECIFICAÇÃO DE SISTEMAS DE AQUISIÇÃO DE SINAIS

A formulação de especificações é facilitada sobremaneira com a existência de uma sistemática para orientação. Para o usuário com pouca formação em eletrônica instrumental, uma sistemática adequada auxilia no cálculo da incerteza de medição de SAS com arquitetura modular, com ganho de tempo e confiabilidade na seleção dos módulos.

Conforme mostrado na análise experimental, cap. 4, o não fornecimento de vários parâmetros característicos dos módulos, ou fornecimento destes de forma deficiente, por parte dos fabricantes, dificulta a análise de erros de forma global. O usuário com conhecimento dos parâmetros necessários para especificação e com uma sistemática para análise de erros saberá o que requerer ao fabricante e poderá avaliar a adequabilidade das especificações fornecidas ante os seus requisitos.

A sistemática proposta no presente capítulo apresenta as seguintes pontos positivos:

- é uma metodologia geral, sendo adequada para SAS's destinados à medição de várias grandezas.
- a metodologia foi desenvolvida baseando-se nas características e na análise de erros de SAS's para transdutores piezoelétricos, LVDT's, circuitos de Ponte de Wheatstone, termorresistores, termistores, termopares, transdutores potenciométricos e transmissores de tensão ou corrente. A metodologia pode, através de analogias e semelhanças entre modelos elétricos equivalentes, ser expandida para casos não especificamente tratados neste trabalho;
- o procedimento para análise de erros pode ser escrito na forma de um algoritmo, permitindo a elaboração de *software* para análise de erros nos casos estudados neste trabalho. Uma base de dados com valores típicos de parâmetros de módulos de SAS's pode ser elaborada para auxiliar a análise de erros;

- a metodologia permite a análise sequencial das fontes de erros estimáveis através da técnica da modelagem, podendo permitir a eliminação de alternativas metrologicamente inviáveis sem necessidade de análise de todos os parâmetros e fontes de erros envolvidas.

Apesar de apresentar os aspectos positivos citados, a sistemática proposta considera somente erros intrínsecos ao sistema de aquisição de sinais como um todo. A análise de erros metroológicos é realizada desde o transdutor, na conversão da grandeza mecânica em um sinal processável no domínio da energia até o conversor A/D. Desta forma não são atendidos pela sistemática proposta a análise de erros decorrentes de não idealidades de processos mecânicos no sistema de medição, como por exemplo, inclinação do transdutor em relação ao eixo de medição e retroação da estrutura mecânica do meio com o transdutor. Também não são analisáveis pela sistemática apresentada, erros decorrentes do operador e de interferências externas no sistema de medição tais como, influência de campos elétricos e magnéticos, influências mecânicas (choques e vibrações) e umidade do meio. São casos muito específicos da aplicação. O usuário deve conhecer limitações e influências do meio e do processo.

A sistemática proposta pode apresentar a deficiência de, pelo fato de possuir uma generalidade muito grande, em alguns casos particulares não ser a melhor sistemática. Por exemplo, para termopares seria interessante a verificação das tensões de *off-set* da chave e do amplificador antes da relação de impedâncias. O desenvolvimento de um *software* para análise de erros em SAS's poderia amenizar este problema. A incerteza de referência poderia então facilmente ser calculada de forma adequada, levando em consideração os fatores tipicamente mais críticos em cada caso.

No uso da sistemática proposta, existe grande número de cálculos de erros. Podem ocorrer casos onde a exatidão requerida pelo usuário não justifique a verificação de todas as não idealidades. De qualquer forma, estes aspectos são inevitáveis devido às contínuas mudanças no ramo da automação da medição. Sempre se deve ter em conta que, com o surgimento de novos módulos de instrumentação, os parâmetros podem sofrer alterações significativas, não necessariamente a favor da segurança. Por exemplo, o surgimento de amplificadores de menor tamanho favorece a flexibilidade da operação, porém estes possuem menor impedância de entrada e menor compensação de ruídos. Assim, todas as não idealidades deverão ser consideradas.

CAPÍTULO VI

CONSIDERAÇÕES FINAIS E CONCLUSÕES

Sendo a correta elaboração de especificações metroológicas essencial para a obtenção de resultados confiáveis em sistemas de aquisição de sinais, o uso de metodologias sistematizadas para análise de erros assume fundamental importância para a formulação destas e a análise da adequabilidade de um sistema preestabelecido.

Usuários encontram dificuldades para realizar especificações adequadas devido à falta de conhecimento e experiência em instrumentação automatizada. As especificações fornecidas pelos fabricantes são muito deficientes, agravando a situação. As informações geradas neste trabalho auxiliam a diminuir tais dificuldades. O usuário, seguindo a metodologia proposta neste trabalho, poderá requerer dos fabricantes as informações necessárias sobre as características dos módulos para instrumentação.

{ A sistemática proposta neste trabalho pode ser utilizada para sistemas automatizados de aquisição de sinais empregados para transdutores piezoelétricos, LVDT's, circuitos de Ponte de Wheatstone, termorresistores, termistores, termopares, transdutores potenciométricos e transmissores em tensão ou corrente. Este conjunto de transdutores por si só já cobre um leque significativo de aplicações, em especial, em processos mecânicos. Os conceitos podem ser estendidos para outros transdutores, por analogia, se necessário. A sistemática pode ser empregada diretamente para grandezas estáticas e dinâmicas senoidais e, como os modelos elétricos equivalentes apresentados possuem somente componentes lineares, pode ser empregada para sinais periódicos não senoidais e sinais aleatórios, empregando o princípio da superposição.

A sistemática proposta considera somente erros intrínsecos ao sistema de aquisição de sinais como um todo e a influência da temperatura ambiental. A análise de erros metroológicos é realizada desde o transdutor, na conversão da grandeza mecânica em um sinal processável no domínio da energia elétrica até o conversor A/D. Desta forma, não são atendidos pela sistemática proposta a análise de erros que dependam essencialmente da aplicação, como por exemplo, a profundidade de imersão de termopares e sua retroação em relação à temperatura a medir. Também não são atendidos pela sistemática apresentada,

erros decorrentes do operador e de interferências externas no sistema de medição tais como, influência de campos elétricos e magnéticos, influências mecânicas (choques e vibrações) e umidade do meio.

Verifica-se que a sistemática proposta pode facilitar, dentro de suas limitações, o desenvolvimento de pesquisa experimental e de automação de processos industriais por usuários pouco especializados em instrumentação automatizada.

De forma conjunta, as contribuições para o desenvolvimento técnico-científico deste trabalho foram:

- organização de informações acerca do comportamento metrológico de sistemas de aquisição de sinais, com integração de conhecimentos em um mesmo trabalho sobre transdutores e módulos de sistemas mais comuns em medições automatizadas, princípios de funcionamento, características metrológicas, fontes de erros, configurações mais usuais, análise experimental de módulos de instrumentação e modelos matemáticos para análise de erros (cap. 2). Em um único trabalho, obteve-se a integração de conhecimento sobre metrologia, medição de grandezas mecânicas, eletrônica e automação. Tal integração certamente será cada vez mais necessária e seu conhecimento, mais fundamental para usuário de sistemas de aquisição de sinais;
- identificação das fontes de erros mais significativas nos sistemas de aquisição considerados, a partir da análise quantitativa de erros de módulos e combinações possíveis de módulos, através da utilização de dados fornecidos por fabricantes em modelos matemáticos encontrados na bibliografia (cap. 3);
- relação de parâmetros necessários para especificação de sistemas de medição automatizados, que empreguem a técnica da modularização, sem perda da confiabilidade metrológica (item 5.2);
- proposta de uma sistemática para avaliação da incerteza global de medição de um sistema de aquisição encadeado a partir de distintos módulos, que podem inclusive serem adquiridos de fabricantes diferentes (item 5.1);

- avaliação experimental de características de módulos de chaveamento de sinais e comparação de dados fornecidos por um fabricante renomado (itens 4.2 e 4.3);

As conclusões e constatações específicas mais significativas obtidas deste trabalho foram as seguintes:

a) Em relação à revisão bibliográfica sobre sistemas de aquisição de sinais:

- A pesquisa abrangeu apenas uma parcela do que existe em instrumentação automatizada, porém demonstrou que existe grande diversidade de configurações de SAS's passíveis de serem empregados e muitas parcelas de erros a serem consideradas. A observação às recomendações estabelecidas neste trabalho são essenciais para a minimização do erro global do sistema de medição.
- As informações existentes sobre transdutores e SAS's normalmente são encontradas de forma isolada. No entanto, como existem erros de retroação, os quais dependem da configuração, é necessário avaliar o desempenho do sistema de aquisição de sinais funcionando como um todo.
- O estudo das informações obtidas na revisão bibliográfica auxilia o usuário pouco experiente em instrumentação automatizada a desenvolver a capacidade de concepção, de modo geral, da estrutura básica de sistemas de aquisição de sinais a partir de módulos isolados.

b) Em relação à análise de erros através da técnica da modelagem:

- Em aplicações gerais:

- A relação de impedâncias pode ser significativa em quase todas configurações, principalmente as que envolvem a multiplexação de transdutores e a aquisição de sinais AC. Este erro é agravado no uso de chave semicondutora, cabos de pequenas seções transversais em sinais DC e pela capacitância dos cabos em sinais AC.
- Tensões e correntes de *off-set* de multiplexadores e amplificadores são significativos antes da amplificação.

- A frequência de corte de amplificadores, em geral, não será parâmetro crítico.
- Adaptações no modelo elétrico equivalente de multiplexadores que empregam chaves relé podem ser realizadas para uso em multiplexadores de chave semicondutora.
- O uso de simetria na transmissão e chaveamento dos sinais é fundamental para a minimização de erros decorrentes de tensões de contato, e tensões e correntes de *off-set*. Circuitos assimétricos podem conduzir a incertezas totalmente inaceitáveis.

- Em transdutores piezoelétricos convencionais com saída em carga:

- São parâmetros fortemente influentes a capacitância equivalente do amplificador de carga especialmente em longos comprimentos de cabo e a sua constante de tempo em baixas frequências. A resistência do isolamento pode ser significativa. A influência da resistência do cabo é irrelevante.
- A multiplexação, embora não seja usual em transdutores piezoelétricos convencionais, pode ser realizada. Neste caso, a baixas resistências devem ser empregadas e deve-se considerar capacitâncias de chaveamento. Ruídos em tensão, em geral, não serão significativos. Ruídos em corrente podem ser significativos.

- Em transdutores piezoelétricos convencionais com saída em tensão (sem amplificadores acoplados):

- A capacitância dos cabos é fator fortemente influente na sensibilidade, necessitando correção.
- A multiplexação é inviável devido à capacitância entre *high* e *low* do multiplexador, que é da mesma ordem de grandeza da capacitância do transdutor e do cabo.

- Em circuitos de ponte de Wheatstone:

- A impedância da Ponte de Wheatstone, a variação da resistência dos cabos com a temperatura, a indutância mútua dos cabos, o *cross-talk* e a razão de rejeição de modo comum são parâmetros que podem originar erros significativos.
- Com o chaveamento na alimentação, as tensões e correntes de *off-set* do multiplexador serão desprezíveis. O uso de chave semicondutora é inviável devido à alta resistência.
- O chaveamento no meio da ponte inviabiliza o uso de chave semicondutora, a não ser que se empregue realimentação. Neste caso, as variações desiguais das resistências das chaves

podem resultar erros significativos. Deve ser empregado o chaveamento duplo. Correntes de *off-set* podem ser significativas devido à queda de tensão equivalente ao seu produto pela resistência de contato das chaves.

- No chaveamento na saída da ponte a resistência da chave não será significativa. As tensões de *off-set* podem ocasionar erros, que podem ser compensados no momento da zeragem, tendo efeito apenas as suas derivas (*drifts*).

- Em LVDT's:

- No chaveamento da alimentação devem ser empregadas chaves de baixa resistência devido ao baixo valor da impedância do primário. A impedância do secundário, em geral, não é crítica.
- A multiplexação embora não seja usual em LVDT's, seria prática interessante visto que estes podem ser utilizados no controle dimensional industrial automatizado.

- Em medição de resistência a dois fios:

- Se o ohmímetro não possuir compensação de *off-set*, as tensões e correntes de *off-set* são parâmetros que podem ser significativos, especialmente a corrente de *off-set* em termistores a baixas temperaturas.
- Existe o erro das resistências dos cabos e das chaves, devendo ser empregadas chaves de baixa resistência.

- Em medição de resistência a quatro fios:

- A resistência máxima de ligação pode ser significativa, impedindo a multiplexação com chaves de alta resistência.
- Se o ohmímetro não possuir compensação de *off-set*, existirá o erro da superposição da corrente de *off-set* com a corrente da fonte de alimentação, o que pode ser significativo.

- Em termopares:

- A resistência dos cabos, as tensões de contato e de *off-set*, o erro da junta fria de referência podem ocasionar erros significativos. A corrente de *off-set* poderá ser significativa se esta ou a resistência dos cabos forem elevadas.

- A razão de rejeição de ruídos de modo normal, a capacitância e resistência entre *high* e *low*, e a resistência de chaveamento são fatores fortemente influentes em erros causados por tensões de modo comum.

- Em divisores resistivos de tensão potenciométricos:

- Como potenciômetros podem ter resistência da ordem de ohm a megaohm, a relação de impedâncias pode ser significativa, tanto na etapa fonte-transdutor, como na etapa transdutor-amplificador.

- Em transmissores em corrente:

- O uso de chave semicondutora pode ser inviável pela alta resistência de chaveamento e baixa corrente máxima admissível.
- Tensões e correntes de *off-set*, e ruídos de módulos condicionadores de sinais, em geral, não são significativos.

c) Em relação à análise experimental de características de módulos de sistemas de aquisição de sinais:

- O uso de modelos elétricos equivalentes dos multiplexadores pode ser bastante útil na especificação de unidades de chaveamento, servindo para avaliar erros de retroação da unidade de chaveamento com a resistência da fonte. Para isto, no entanto, existe necessidade de maior detalhamento por parte dos fabricantes sobre as especificações fornecidas, sob risco de se obter resultados enganosos.
- As incertezas decorrentes do chaveamento, para os módulos ensaiados, foram muito menores do que aqueles que seriam estimadas na análise teórica, principalmente para chave semicondutora. Tal constatação de forma alguma invalida os modelos ou a metodologia propostos. O que se verificou é que nos casos ensaiados, as especificações do fabricante estão muito deficientes. A falta de clareza nas especificações do fabricante sobre os parâmetros utilizados na análise constituem um fator significativo nas divergências entre as análises teórica e experimental;

- o estabelecimento de apresentação padronizada dos parâmetros pelos fabricantes e de procedimentos de testes de módulos seriam úteis para facilitar a interpretação e o uso de especificações.

d) Em relação à sistemática proposta neste trabalho, para especificação de sistemas de aquisição de sinais:

- A sistemática proposta constitui uma metodologia de caráter genérico, sendo adequada para SAS's destinados à medição de várias grandezas. SAS's com esta característica são comuns em bancadas de ensaios.
- O procedimento proposto permite a elaboração de *software* para análise de erros nos casos estudados neste trabalho, pois facilmente pode ser escrito na forma de um algoritmo.
- A metodologia permite a análise sequencial de todas as fontes de erros estimáveis através da técnica da modelagem, podendo permitir a eliminação de alternativas metrologicamente inviáveis sem necessidade de análise de todos os parâmetros e fontes de erros envolvidas.
- A sistemática proposta para especificações é genérica. Por isto, pode em determinados casos específicos, não corresponder ao melhor procedimento para análise de erros.
- No uso da sistemática proposta, existe grande número de cálculos de erros, podendo ocorrer casos onde a exatidão requerida pelo usuário não justifique a verificação de não idealidades. Porém estes aspectos são inevitáveis devido às contínuas mudanças e grande diversidade no ramo da automação da medição. Todas as não idealidades deverão ser consideradas.

Para a continuidade e a complementação dos objetivos visados neste trabalho, como sugestões para trabalhos posteriores ficam:

- análise experimental de características dinâmicas de chaves (*cross-talk* e capacitância entre *high* e *low*), do ruído em corrente em módulos de chaveamento e da multiplexação com transdutores piezoelétricos;
- sistematização das especificações para interfaceamentos de sistemas de aquisição de sinais com processadores, incluindo, por exemplo, especificação de velocidade de transferência de dados e memória RAM requerida em *buffers*;
- sistematização das especificações para sistemas de aquisição de sinais não considerados neste trabalho, como transdutores digitais;
- análise de erros e sistematização das especificações para sistemas para aquisição de sinais transientes;
- elaboração de um *software* que implemente de forma confortável para o usuário o procedimento proposto neste trabalho para análise de erros em sistemas de aquisição de sinais;
- análise de casos visando estudar a aplicabilidade do procedimento proposto sob condições particulares em diferentes campos da atividade metrológica.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. ANALOG DEVICES. **Linear products databook**. USA: Analog Devices Inc., 1986a. Nota de catálogo.
2. ANALOG DEVICES. **Analog Digital Conversion Handbook**. USA: Analog Devices Inc., 1986b.
3. BRUEL & KJAER. **Piezoelectric accelerometer and vibration preamplifier - theory and application handbook**. Dinamarca: Bruel & Kjaer, 1978. Nota de catálogo.
4. _____. **Measuring vibration**. Dinamarca: Bruel & Kjaer, 1982. Nota de catálogo.
5. _____. **Product data**. Dinamarca: Bruel & Kjaer, 199-. Nota de catálogo.
6. BRUMARK. **Sondas capacitivas de indicação de nível**. São Paulo/SP: Brumark, Com. Ind. Repres. Ltda., 19--. Nota de catálogo.
7. BURR-BROWN. **Anti-aliasing filter**. Santa Barbara, USA: Burr-Brown Corporation, 19--. Nota de catálogo.
8. _____. **Integrated circuits data book supplement**. Santa Barbara, USA: Burr-Brown Corporation, 1990. Nota de catálogo.
9. CAMARANO, Denise M. **Procedimentos aplicáveis à garantia da qualidade metrológica dos resultados na termometria automatizada com termopar e sensores resistivos**. Florianópolis/SC, 1993. Dissertação de Mestrado - Departamento de Engenharia Mecânica: Universidade Federal de Santa Catarina.
10. COOK, S. C. A Methodology for formulating measuring instrument specifications. **Measurement**, Elsevier, Inglaterra, v. 11, n. 1, 1993. ISSN 0263-2241.
11. DALLY, James; RILEY, William F.; McCONNEL, Kenneth H G. **Instrumentation for engineering measurements**. USA: John Wiley & Sons, Inc., 1984.
12. DOEBELIN, Ernst O. **Measurement systems, application and design**. 4. ed. USA: McGraw-Hill International, 1990. ISBN 0-07-017338-9.
13. ENGRO. **Medição de nível e umidade**. São Paulo/SP: Instrumentos Elétricos Engro S.A., 1985. Nota de catálogo.
14. FLESCH, C. A. ; SANCHEZ, L. T. **Sistematização da análise das fontes de erro na multiplexação automatizada com extensômetros resistivos**. Florianópolis/SC, 1992. Artigo de Iniciação Científica - LABMETRO, Departamento de Engenharia

1992. Artigo de Iniciação Científica - LABMETRO, Departamento de Engenharia Mecânica, Universidade Federal de Santa Catarina.
15. FLESCHE, Carlos Alberto. **Apostila de circuitos eletrônicos básicos em medição e automação**. Florianópolis/SC: LABMETRO, Universidade Federal de Santa Catarina, 19--.
 16. FULLER, Bruce. Modular signal conditioning. **M&C Measurement and Control**, Pittsburgh, USA, n.135, pg. 150-153, 1989. ISN 0148-0057.
 17. FUROKAWA. **Cabos para computadores, equipamentos eletrônicos e sistemas de informação**. São Paulo/SP: Furokawa Industria S. A., 19--. Nota de catálogo.
 18. GERGES, Samir N. Y. **Apostila de processamento e análise de sinais**. Florianópolis/SC: LVA, Universidade Federal de Santa Catarina, 19--.
 19. GOODWIN, Sally L. Trends in automation. **M&C Measurement and Control**, Pittsburgh, USA, n. 126, pg. 144-145, 1987. ISN 0148-0057.
 20. HAYT, William H.; KEMMERLY, Jack E. **Análise de circuitos em engenharia**. São Paulo/SP: Ed. McGraw-Hill, 1975.
 21. HOTTINGER BALDWIN MESSTECHNIK GMBH. **Electrical measurement of mechanical quantities**. Darmstadt, Alemanha: Hottinger Baldwin Messtechnik GmbH, 1992. Nota de catálogo.
 22. HEWLETT-PACKARD. **8165A programable signal source**. USA: Hewlett-Packard, 1979.
 23. _____. **HP 3458A multimeter**. USA: Hewlett-Packard, 1992.
 24. _____. **Test & measurement catalog**. USA: Hewlett-Packard, 1993. Nota de catálogo.
 25. _____. **VXIbus manuals**. USA: Hewlett-Packard, 1994.
 26. _____. **HP 75000 - family of VXI**, USA: Hewlett-Packard, 1995. Nota de catálogo.
 27. HOFFMANN, Karl. **An introduction to measurements using strain gages**. Darmstadt, Alemanha: Hottinger Baldwin Messtechnik GmbH, 1989.
 28. IOPE. **IOP-HYGRO 50**. São Paulo/SP: Iope Instrumentos de Precisão Ltda., 19--. Nota de catálogo.
 29. KEITHLEY. **Low level measurements**. Cleveland, USA: Keithley Instruments, Inc., 1984.
 30. _____. **Switching handbook**. USA: Keithley Instruments Inc., 1987. Nota de

catálogo.

31. KISTLER. **Measure with cristals**. Alemanha: Kistler, 1986. Nota de catálogo.
32. _____. **Piezo-Instrumentation**. Alemanha: Kistler, 1990. Nota de catálogo.
33. LABMETRO. **Placas para medição de deformação específica**.. Florianópolis/SC: Trabalho desenvolvido na disciplina de automação da medição - Curso de Pós-graduação em Engenharia Mecânica, Departamento de Engenharia Mecânica, Universidade Federal de Santa Catarina, 1994.
34. MALVINO, Albert Paul. **Eletrônica**. vol 1. 1. ed. . São Paulo/SP: Ed. McGraw-Hill, 1987.
35. M&C. Termopares. **M&C Measurement and Control**. Pittsburgh, USA, n. 135, pg. 43, 1989. ISN 0148-0057.
36. MITTEC. **Sensor capacitivo de umidade**. São Paulo/SP: Mittec, 19--. Nota de catálogo.
37. NATIONAL. **IEEE 488 and VXibus control, Data Aquisition and Analisis**. USA: National Instruments. 1993. Nota de catálogo.
38. OMEGA. **The data acquisition system handbook**. USA: Omega Technologies Company, 1990. Nota de catálogo.
39. _____. **The pressure strain and force handbook**. USA: Omega Engineering, Inc., 1995. Nota de catálogo.
40. PIRELLI. **Condutores para controle e instrumentação**. São Paulo/SP: Pirelli S. A. Cia. Industrial Brasileira, 19--. Nota de catálogo.
41. PUTTEN, Anton. **Electronic measurement systems**. Inglaterra: Prentice-Hall International Ltda, 1988.
42. RATZLAFF, Kenneth L. **Introduction to computer-assisted experimentation**. New York, USA: John Wiley & Sons, 1987.
43. REHRIG, Rick. PC-based data acquisition. **M&C Measurement and Control**, Pittsburgh, USA, n. 147, pg. 96-99, 1991. ISN 0148-0057.
45. SCAVONE, Renato. **Procedimentos aplicáveis à garantia da confiabilidade metrológica em bancadas de ensaio**. Florianópolis/SC, 1994. Dissertação de Mestrado - Departamento de Engenharia Mecânica: Universidade Federal de Santa Catarina.
46. SCHAEVITZ. **Handbook of measurement and control**. USA: Schaevitz

Engineering, 1989. Nota de catálogo.

47. SCHLUMBERGER. **Displacement transducers**. New York, USA: Schlumberger Industries, 1988. Nota de catálogo.
48. STANFORD RESEARCH SYSTEMS. **Model SR 510 lock-in amplifier**. USA: Stanford Research Systems, 1994.
49. TAYLOR, James. Measurement errors - its nature and origins. **M&C Measurement and Control**, Pittsburgh, USA, n. 141, pg. 135-144, 1990. ISN 0148-0057.
50. TRIETLEY, Harry L. **Transducers in mechanical and eletronic design**. USA: Marcel Dekker, Inc., 1986. ISBN 0-8247-7598-8.
51. WAIT, John. **Introduction to operation amplifier theory and applications**. 19--.
52. WELCH, John. Capacitance manometers. **M&C Measurement and Control**, Pittsburgh, USA, n. 138, pg. 106-107, 1989. ISN 0148-0057.
53. WHITE, R. G.; WALKER, J. G. **Noise e vibration**. Inglaterra: Ellis Horwood Publishers, 1982. ISBN 0-85312-502-3.